

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»  
ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ  
КАФЕДРА ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри  
\_\_\_\_\_ Ю.С. Ямненко  
(підпис) (ініціали, прізвище)

“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

## Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності \_\_\_\_\_ 171 Електроніка  
(код і назва)

спеціалізації \_\_\_\_\_ Електронні системи

на тему: Перетворювач для заряду накопичувачів енергії на базі  
суперконденсаторів

Виконав: студент \_\_\_\_\_ П \_\_\_\_\_ курсу, групи \_\_\_\_\_ ДС-71мп  
(шифр групи)

Скрипченко Олександр Васильович \_\_\_\_\_  
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник доц., к.т.н., доц. Бондаренко О. Ф \_\_\_\_\_  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант \_\_\_\_\_  
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент проф., д.т.н. Кузьмичев А.І. \_\_\_\_\_  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації  
немає запозичень з праць інших авторів без  
відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України  
“Київський політехнічний інститут  
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки  
( повна назва )

Кафедра промислової електроніки  
( повна назва )

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо - професійною програмою

Спеціальність 171 Електроніка  
(шифр і назва)

Спеціалізація Електронні компоненти і системи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_  
(підпис)                      Ю.С. Ямненко  
( прізвище ініціали )

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2018 року

**З А В Д А Н Н Я  
НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ**

\_\_\_\_\_  
Скрипченко Олександр Васильович  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Перетворювач для заряду накопичувачів енергії на базі суперконденсаторів

науковий керівник дисертації: Бондаренко О.Ф.  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від 10.05.2019 р. № 1241 с.

2. Строк подання студентом дисертації 18.05.2019 р.

3. Об'єкт дослідження: комбіноване джерело енергії, що складається з літійового акб та суперконденсатора

4. Предмет дослідження (вихідні дані для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) зарядний пристрій потужності до 100Вт для суперконденсатора разом з літійовою батареєю,

5. Перелік завдань, які потрібно розробити : аналіз існуючих рішень, розробка функціональної схеми, розробка принципової схеми, проведення досліджень стабільності роботи пристрою

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу Принципова схема пристрою, структурна схема, схем-алгоритм

7. Орієнтовний перелік публікацій Подання статті «Зарядний пристрій для суперконденсатора» журнал «Вчені записки таврійського національного університету ім. Вернадського»

Стаття «Розробка зарядного пристрою для літій-іонного та літій-полімерного акб з режимом заряджання реверсивним струмом». Міжнародний науковий журнал "Інтернаука". — 2018. — №21. <https://doi.org/10.25313/2520-2057-2018-21-4479>

#### 8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

#### Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд літератури за тематикою та збір даних	1.09.2018	
2	Проведення порівняльного аналізу існуючих рішень вирішення поставленої задачі	14.09.2018	
3	Проведення порівняльного аналізу роботи, проведеної в бакалаврському проєкті	17.10.2018	
4	Підготовка матеріалів першого розділу роботи	20.10.2018	
5	Розроблення принципової та блок схем пристрою	01.11.2018	
6	Підготовка матеріалів другого розділу роботи	11.11.2018	
7	Підготовка матеріалів третього розділу роботи	18.11.2018	
8	Розроблення програмного забезпечення	1.12.2018	
9	Підготовка матеріалів других розділів частин роботи	3.12.2018	

Студент

\_\_\_\_\_ (підпис)

\_\_\_\_\_ (ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

\_\_\_\_\_ (підпис)

\_\_\_\_\_ (ініціали, прізвище)

## АНОТАЦІЯ

Метою даної роботи є створення зарядного пристрою для комбінованої батареї у складі двох суперконденсаторів, який забезпечить високий струм навантаження та сприятиме збільшенню кількості циклів заряду-розряду без суттєвих втрат ємності з часом. У роботі проведено аналіз існуючих рішень указаної задачі, які дозволяють побудувати пристрій. Виконано їх порівняння з погляду організації моделювання отримуваних розв'язків, виведення графіків. Для розв'язання розробленої схеми в роботі використано програми моделювання електричних систем. Виконано тестування розробленої системи. Схема була реалізована для 2-х режимів заряджання : режим тренування (заряджання асиметричним струмом з негативною складовою), режим заряджання постійним струмом.

Результатом виконаного магістерської дисертації є сконструйований зарядний пристрій, який при заряджанні в спеціальному режимі літій-іонної/літій-полімерної акумуляторної батареї та суперконденсатора впливає на відновлення процесів в електроліті, що спонукає працювати АКБ з більшим циклом зарядів-розрядів та більш довгою службою.

Даний пристрій, при використанні первинного джерела напруги від альтернативних джерел енергії, може бути корисним у використанні для заряджання елементів зберігання енергії у важкодоступних місцях, де важливою ознакою є довготривала експлуатація без штучного втручання, наприклад аерокосмічна галузь, забезпечення давачів температури, вологості у гірській місцевості.

Ключові слова: АКБ, літій-іонний/літій-полімерний акумулятор, суперконденсатор, електрична система, суперконденсатор.

## АННОТАЦИЯ

Магистерскую диссертацию было выполнено на 96 листах и перечень ссылок на использованные источники из 46 наименований. В работе приведены 32 рисунков и 5 таблиц. Целью данной работы является создание зарядного устройства для комбинированной батареи в составе двух ионисторов, которое будет способствовать увеличению количества циклов заряда-разряда без существенных потерь емкости со временем. В работе проведен анализ существующих решений указанной задачи, которые позволяют построить устройство. Выполнено их сравнение с точки зрения организации моделирования получаемых решений, вывода графиков. Для решения разработанной схемы в работе использованы программы моделирования электрических систем. Выполнено тестирование разработанной системы. Схема была реализована для 2-х режимов зарядки: режим тренировки (зарядка асимметричным током с отрицательной составляющей), режим подзарядки постоянным током. Результатом выполненной диссертации является сконструированное зарядное устройство, которое при зарядании в специальном режиме литий-ионной / литий-полимерной аккумуляторной батареи и суперконденсатора влияет на восстановление процессов в электролите, способствует работать АКБ с большим циклом зарядов-разрядов и более долгой службой. Данное устройство, при использовании первичного источника напряжения от альтернативных источников энергии, может быть полезным в использовании для подзарядки элементов хранения энергии в труднодоступных местах, где важным признаком является долговременная эксплуатация без искусственного вмешательства, например аэрокосмическая отрасль, обеспечение датчиков температуры, влажности в горной местности.

Ключевые слова: литий-ионный / литий-полимерный аккумулятор, ионистор, электрическая система.

## ANNOTATION

The master's thesis was carried out on 96 pages and a list of references to the sources used from 46 titles. The work contains 32 figures and 5 tables.

The purpose of this work is to create a charger for a combined battery comprising a lithium-ion / lithium-polymer battery and an ionistor, which will help increase the number of charge-discharge cycles without significant loss of capacity over time. The paper analyzes the existing solutions of this problem, which allow you to build a device. Comparison of them was made from the point of view of organizing the modeling of the obtained solutions and the output of graphs. To solve the developed scheme, we used electrical systems modeling programs. Completed testing of the developed system. The scheme was implemented for 2 charging modes: training mode (charging with asymmetric current with a negative component), charging mode with direct current.

The result of the graduation project is a designed charger, which, when loaded in a special mode, a lithium-ion / lithium-polymer rechargeable battery and a supercapacitor, influences the recovery of electrolyte processes, contributes to battery operation with longer charge-discharge cycles and longer service life.

This device, when using a primary source of voltage from alternative energy sources, can be useful for recharging elements of energy storage in hard-to-reach places, where an important feature is long-term operation without artificial interference, for example, aerospace industry, provision of temperature and humidity sensors in mountainous areas.

Keywords: lithium-ion / lithium-polymer battery, ionistor, electrical system

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	10
ВСТУП .....	11
1. ОСОБЛИВОСТІ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ НА БАЗІ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ .....	13
1.1 Визначення та характеристики суперконденсаторів .....	12
1.2 Принцип роботи суперконденсатора .....	14
1.3 Переваги та недоліки суперконденсатора .....	16
2. ІМПУЛЬСНІ ЗАРЯДНІ ПРИСТРОЇ НАЧКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ .....	17
2.1 Зворотньоходовий перетворювач .....	17
2.2 Прямоходовий перетворювач .....	19
2.3 Двотактний прямоходовий перетворювач.....	222
2.4 Прямоходовий перетворювач з активним обмеженням.....	233
2.5 Мостовий перетворювач.....	244
2.6 Резонансний перетворювач .....	255
2.7 Понижувальний DC-DC перетворювач.....	27
3. ДОСЛІДЖЕННЯ СХЕМ ЗАРЯДНИХ ПРИСТРОЇВ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ .....	30
3.1 Дослідження зарядного пристрою на зворотньоходовому перетворювачі..	35
3.2 Розробка силового каскаду зарядного пристрою на зворотньоходовому перетворювачі .....	44
3.3 Вибір випрямляча та фільтру .....	52
3.4 Вибір імпульсного блоку живлення та вибір магнітопроводу .....	55
3.5 Вибір запираючих транзисторів на зарядному та розрядному перетворювачах .....	63
3.6 Розрахунок ланцюга подавлення викидів від індуктивності розсіювання	64
3.7 Вибір конденсатора подавлення завад .....	66
4. РОЗРОБКА СТАРТАП ПРОЕКТУ .....	67
4.1. Опис ідеї проекту .....	67
4.2 Зацікавлені сторони проекту .....	68
4.3 Аналіз зацікавлених сторін проекту .....	70
4.4 Опис наукового проекту та технології .....	71
4.5 Резюме , бізнес рішення продукту .....	72
4.6 Опис наукового продукту .....	72

4.7 Конкурентні переваги .....	72
4.8 Доходи і витрати.....	73
4.9 Таблиця з витратами / доходами.....	76
4.10 Бізнес – модель .....	78
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	79
ВИСНОВКИ.....	83
ДОДАТОК А.....	84
ДОДАТОК Б .....	85
ДОДАТОК В .....	86
ДОДАТОК Г .....	87
РЕФЕРАТ .....	92



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ ТА СКОРОЧЕНЬ

АКБ – акумуляторна батарея

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

ВАХ – вольт-амперна характеристика

В – випрямляч

ДЖ – джерело живлення

ДНФ – датчик напруги фільтра

ДНН – датчик напруги навантаження

ДСН – датчик струму навантаження

ЕРС – електрорушійна сила

ЗП – зарядний пристрій

ККД – коефіцієнт корисної дії

Н – навантаження

НК – накопичувальний конденсатор

ПП – прямоходовий перетворювач

ШІМ – широко-імпульсна модуляція

РП- розрядний пристрій

СК – система керування

MOSFET – Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect Transistor – польовий транзистор з МОН (металоксид-напівпровідник) структурою затвора

## ВСТУП

**Актуальність теми.** В сучасному світі актуальною проблемою досі залишається автономне енергозабезпечення та енергоефективність різноманітних систем електроживлення. Запровадження з недавніх пір суперконденсаторів разом з АКБ як джерел живлення електричної апаратури та машин набуває все більшого поширення за свої переваги перед простими літієвими акб такими як: високі пускові струми, порівняно невеликі втрати енергії в режимі очікування, відсутність ефекту старіння на суперконденсаторі, зменшення повної ємності не відслідковується навіть після 100 000 циклів заряду-розряду, можливість заряджання та розряджання суперконденсаторів великими значеннями струмів. Такі характеристики даних джерел зберігання енергії дозволяють використовувати в силових системах енергозабезпечення, які потребують автономію на деякий час (такі як автобуси на електротязі, тролейбуси, давачі в важкодоступних місцях для зйому даних тощо). Означене сформувало необхідність у розробці високоефективних перетворювачів напруги для перетворення отриманої від альтернативних джерел змінної напруги у стандартизовану постійну напругу з властивістю збільшення строку служби носіїв заряду. Поєднання суперконденсатора у якості джерела для досягнення миттєвої потужності та літієвого АКБ як довготривале джерело живлення поєднує в собі всі переваги сучасних джерел електроживлення.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Дисертація була підготовлена відповідно до науково-дослідного плану кафедри промислової електроніки Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського.

**Мета і завдання досліджень.** Метою досліджень є покращення експлуатаційних умов джерел електроживлення у складі суперконденсатора та літієвого акб, збільшення їх строку служби. Завданням надається вивчити огляд існуючих рішень даної проблем, розробка та подальша побудова принципової

схеми зарядного пристрою з каскадом, що відповідатиме за створення від'ємної складової напруги навантаження в режимі тренування акумуляторної батареї.

*Об'єкт дослідження* - перетворення напруги мережі альтернативних джерел у постійну напругу на навантаженні задля заряджання суперконденсатора як джерела зберігання енергії з додатковим режимом заряджання змінним асиметричним струмом.

*Предмет дослідження* – зарядний пристрій потужності до 100Вт для суперконденсатора разом з літієвою батареєю, що буде сприяти збільшенню кількості циклів заряду/розряду акб, тобто покращення умов експлуатації останніх.

**Методи дослідження:** Аналітичні – розрахунок складових частин принципової схеми. Практичні – попереднє створення та розробка робочого макету зарядного пристрою для суперконденсатора з високим струмом навантаження. Програмування мікроконтролера STM32 в середовищі Keil Vision.

**Наукова новизна одержаних результатів.** Сконструйований удосконалений зарядний пристрій на основі зворотноходового перетворювача для комбінованого джерела енергії на базі суперконденсатора та літієвого акб з окреми каскадом для утворення від'ємної складової напруги на навантаженні, що дало можливість збільшити цикл життя джерел енергії в порівнянні зі звичайними зарядними пристроями.

**Публікації** - стаття «Розробка зарядного пристрою для літій-іонного та літій-полімерного акб з режимом заряджання реверсивним струмом». Міжнародний науковий журнал "Інтернаука". 2018;

Стаття «Зарядний пристрій для суперконденсатора» в журналі «Вчені записки Таврійського національного університету ім. Вернадського».

**Структура та обсяг дисертації.** Магістерську дисертацію було виконано на 95 аркушах та перелік посилань на використані джерела з 37 найменувань. У роботі наведено 15 рисунків та 5 таблиць.

# 1.ОСОБЛИВОСТІ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ НА БАЗІ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ

## 1.1 Визначення та характеристики суперконденсатора

Суперконденсатор представляє собою конденсатор з обмеженим або необмеженим електролітом, «обкладками» в якому служить подвійний електричний шар на межі розділу електрода і електроліту. У зв'язку з тим, що товщина подвійного електричного шару (тобто відстань між «обкладками» конденсатора) дуже мала, накопичена суперконденсатором енергія вища в порівнянні зі звичайними конденсаторами того ж розміру. До того ж, використання подвійного електричного шару замість звичайного діелектрика дозволяє набагато збільшити площу поверхні електрода (наприклад, шляхом використання пористих матеріалів, таких, як активоване вугілля або спінені метали). Питома ємність суперконденсатора на відміну від літій-іонної батареї (10 фарад/куб.) см сягає десятка фарад/куб. см, при номінальній напрузі 2-4 вольт. [2].

Характеристики:

- а) напруга одиничного елемента 3-4В;
- б) номінальне 2,9-3,7 В (у акумуляторів на максимальне напруження 4,1 В номінальна напруга дорівнює 3,8В);
- в) максимальне: 4,0 В або 4,2 В (у акумуляторів на 4,1 В);
- г) мінімальне: 1,9-2,75-3,0 В (в залежності від ємності і максимальної напруги);
- д) питома енергоємність: 110 ... 243 Втч / кг;
- е) внутрішній опір: 5 ... 15 мОм / Ач;
- ж) число циклів заряд – необмежена,
- з) час швидкого заряду: 1 с ... 1 годину;
- и) саморазряд при кімнатній температурі: 20% в неділю;
- к) струм навантаження щодо ємності С представлена в Ач:

- л) постійний: до 85С, характеризується температурним режимом;
- м) імпульсний: до 2000С;
- н) оптимальний: до 5С;
- о) діапазон робочих температур: від -20 ° С до +80 ° С (найбільш оптимальна +20 ° С).

Густина енергії суперконденсаторів залежить від конструкції. Наприклад, густина енергії суперконденсатора ELNA 1 Ф х 5.5 В масою 4.1 г становить 3600 Дж/кг, або 1Вт·год/кг. Це в 200 разів менше, ніж густина енергії літій-іонних акумуляторів, і в 5,6 разів більше від густини енергії електролітичного конденсатора.

Густина потужності суперконденсатора залежить від внутрішнього опору. У того ж суперконденсатора ELNA 1Ф х 5.5В внутрішній опір становить 30 мОм. Максимальна потужність, яку можна отримати від джерела енергії досягається при опорі навантаження рівному внутрішнього опору. Таким чином, максимальна потужність, яку можна отримати від даного суперконденсатора становить 61 кВт / кг. Для порівняння, такий параметр у пускового свинцевого акумулятора становить 300Вт/кг.[17]

## **1.2 Принцип роботи суперконденсатора**

За принципом роботи суперконденсатор схожий з акумулятором тільки на перший погляд, але все ж він сильно відрізняється від нього за принципом і швидкості заряду-розряду, максимальної ємності.

Заряд конденсатора. У момент підключення до джерела живлення виявляється найбільше місця на електродах, тому і струм зарядки максимальним, але по мірі накопичення заряду, струм буде зменшуватися і пропаде повністю після повного заряду. При зарядці на одній пластині будуть збиратися негативно заряджені частинки – електрони, а на іншій – іони, позитивно заряджені частинки. Діелектрик виступає перешкодою для їх перескакування на протилежну сторону конденсатора.

При зарядці зростає і напруга з нуля перед початком зарядки і досягає в самому кінці максимуму, рівного напрузі джерела живлення.

Розрядка конденсатора. Якщо після закінчення зарядки відключити джерело живлення і підключити навантаження  $R$ , то він сам перетвориться у джерело струму. При підключенні навантаження утворюється ланцюг між пластинами. Негативно заряджені електрони рушити через навантаження до позитивно заряджених іонів на іншій пластині за законом тяжіння між різнойменними зарядами.

У момент підключення навантаження, початковий струм за законом Ома буде дорівнювати величині напруги на електродах (рівного наприкінці зарядці конденсатора напрузі джерела живлення), розділеному на опір навантаження.

Після того як пішов струм, конденсатор починає поступово втрачати заряд або розряджатися. Одночасно з цим почне знижуватися величина напруги, відповідно за законом Ома і струм. У той же час чим вище рівень розряду обкладок, тим нижче буде швидкість падіння напруги і сили струму. Процес завершиться після того, як напруга на електродах конденсатора стане дорівнює нулю.

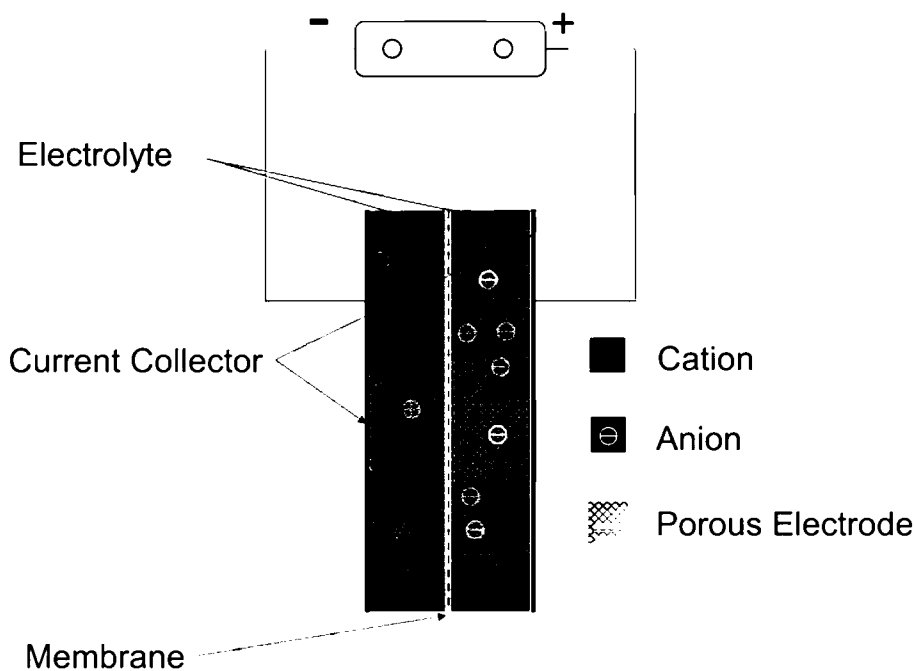


Рис.1.1 Схемна побудова суперконденсатора

### 1.3 Переваги та недоліки суперконденсаторів

З появою суперконденсаторів стало можливим використовувати конденсатори в електричних колах не тільки як перетворюючий елемент, але і як джерело струму.

Такі елементи мають декілька переваг над звичайними хімічними джерелами струму — гальванічними елементами та акумуляторами:

1. високі швидкості заряду й розряду.
2. простота зарядного пристрою;
3. мала деградація навіть після сотень тисяч циклів заряду/розряду;
4. мала вага в порівнянні з електролітичними конденсаторами подібної ємності;
5. низька токсичність матеріалів;
6. висока ефективність (ккд більше 95%);
7. неполярні (хоча на суперконденсаторах і зазначені «+» і «-», це робиться для позначення полярності залишкової напруги після його заряду на заводі-виробнику).

Термін служби суперконденсаторів великий. Проводилися дослідження з визначення максимального числа циклів заряд-розряд. Після 100000 циклів не спостерігалось погіршення характеристик. Згідно з недавніми заявами співробітників МІТ, суперконденсатори можуть незабаром замінити звичайні акумулятори. Крім того, в 2009 році були проведені випробування акумулятора на основі суперконденсатора, в якому в пористий матеріал були введені наночастинки заліза. Отриманий подвійний електричний шар пропускав електрони в два рази швидше за рахунок створення «тунельного ефекту».

До недоліків можна віднести наступне:

1. Питома енергія менша, ніж у традиційних джерел (1-3 Вт·год/кг при 30-40 Вт·год/кг для батарейок).
2. Напруга залежить від ступеня зарядженості.
3. Можливість вигорання внутрішніх контактів при короткому замиканні.

4. Малий термін служби (сотні годин) на граничних напругах заряду.
5. Великий внутрішній опір в порівнянні з традиційними конденсаторами (50-100 Ом у суперконденсатора 1Ф х 5,5 В) [1].
6. Значно більший, у порівнянні з акумуляторами саморозряд: близько 1 мкА у суперконденсатора 2Ф х 2.5В[3].



## 2. ІМПУЛЬСНІ ЗАРЯДНІ ПРИСТРОЇ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ

Розробка зарядного пристрою підпорядковує умову заряджання від мережі змінної напруги 220В. Для заряджання потрібне перетворення вхідних параметрів в необхідні для досягнення умови задачі. При виборі кращої топології схема слід дотримуватись таких параметрів як значення вихідної потужності, максимальний вихідний струм, необхідна енергоефективність, масогабаритні показники, ізолюваний або неізолюваний перетворювач.

Оскільки проект підпорядковує за собою практичну реалізацію в кінцевий пристрій, питання вибору перетворювача напруги є ключовим, який за своїми характеристиками, ціною та масо-габаритами найкраще буде підходити до поставленої задачі.

Докладно розглянемо популярні топології силових перетворювачів: зворотньоходовий, прямоходовий, мостовий, напівмостовий і резонансний. Для кожної з них вказані області застосування. Приведені пояснюючі схеми та коментарі.

### 2.1 Зворотньоходовий перетворювач

Зворотньоходовий перетворювач ЗП (як і прямоходовий перетворювач, ПП) доволі часто зустрічається при потужності менше 1 кВт. Одна з його переваг - відносно проста схема (див. рис. 2.1).

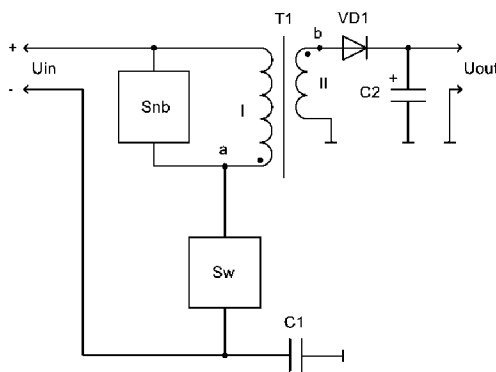


Рис.2.1 Базова топологія зворотно-ходового перетворювача

Ключовим елементом перетворювача є трансформатор, хоча в даному випадку він грає роль накопичувача енергії і виконує функції дроселя - при закритих ключах вторинна обмотка віддає у навантаження енергію, яка запасалася при відкритому ключі, коли первинна обмотка була підключена до мережі.

У наведеній схемі забезпечується гальванічна розв'язка між первинною і вторинною обмотками. ЗП зручно застосовувати, коли потрібно забезпечити високу вихідну напругу при відносно малому струмі. Звичайно, можна використовувати цю схему і при низькій напрузі і високих струмах, але слід мати на увазі, що ЗП властиві великі струмові пульсації і пікові струми, тому до компонентів фільтра на низькій частоті пред'являються підвищені вимоги, а відтак їхня вартість зростає. Великі також і пульсації напруги, тому вихідний згладжуючий фільтр краще вибрати типу «пі».

При коефіцієнті заповнення 50% амплітуда пульсацій струму через вихідний конденсатор приблизно в 1,6 рази перевищує випрямлений струм навантаження. Тому еквівалентний послідовний опір (ESR) цього конденсатора повинен бути невеликий. Це означає, що для надійної роботи слід включити паралельно до 5 електролітичних конденсаторів або використовувати дорогі керамічні конденсатори. Але, швидше за все, доведеться використовувати хоча б один електролітичний конденсатор (від 150грн на 10000мкФ), причому його опір має бути досить невеликим, щоб зберегти стійкість перетворювача. Тому при великих вихідних струмах, наприклад, 5 В, 10 А, слід віддати перевагу ПП [5].

Індуктивність розсіювання первинної обмотки трансформатора повинна бути якомога менше. При відкритому ключі в ній запасється енергія, яка не передається у вторинну обмотку і при закритті ключа викликає сплески перенапруги, через які доводиться вибирати ключ з підвищеною максимально допустимою напругою і використовувати снаберні ланцюги. Останні знижують енергоефективність перетворювача [6].

Слід зазначити ще один недолік ЗП - відношення пікового значення струму до середнього істотно більше, ніж в інших топологіях, тому доводиться вибирати силовий ключ, величина максимально допустимого струму якого більше, ніж в інших перетворювачах, що збільшує вартість ключа. Струм ключа в ЗП в 1,5-2 рази більше, ніж в ПП і напівмостовому перетворювачі. Струм в випрямному діоді в 3-4 рази більше, ніж середній струм. Отже, підсумовуючи все вище сказане можна виділити такі недоліки топології:

1. Достатньо низькі показники струму навантаження, які є неприйнятними для швидкого заряджання суперконденсаторів.
2. Мала вихідна потужність перетворювача обмежує кількість суперконденсаторів, підключених до навантаження.
3. Для зворотногоходових перетворювачів властиві великі пульсації струмів та пікові струми на каскадах, що підвищує вимоги кінцевого пристрою.
4. Через високий піковий струм, який до 2-х разів більший за середній, вимоги до ключового транзистора в два рази більші ніж в інших перетворювачах.
5. Для ефективної роботи встановлюється снаберні кола на первинних обмотках для розсіювання індуктивності, що ускладнює конструкцію схеми.

До переваг можна віднести порівняно малі масо-габарити, пов'язані в першу чергу з використанням імпульсного малопотужного трансформатора, [7].

## **2.2 Прямоходовий перетворювач**

Прямоходовий перетворювач практично завжди є знижувальним. Силовий ключ на первинній стороні і випрямний діод на вторинній одночасно проводять струм, тобто через перетворювач передається уніполярний імпульс напруги, тому, щоб уникнути насичення сердечника трансформатора, коефіцієнт заповнення не повинен перевищувати 0,5 [8]. При цій умові в момент паузи сердечник трансформатора успішно розмагнічується. Прямоходовий перетворювач зображено на рис.2.2. У цій схемі для розмагнічення осердя трансформатора під час виключення силового ключа використовується

спеціальна розмагнічувальна обмотка, кількість її витків звичайно така ж, як і в первинній обмотці, що є конструктивним ускладненням перетворювача.

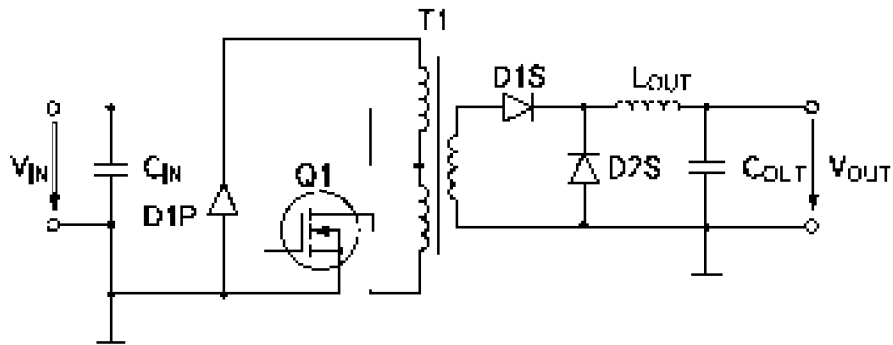


Рис.2.2 Прямоходовий перетворювач[36]

Максимальний коефіцієнт заповнення - менше 0,5. при закритті силового ключа до нього прикладається подвійна напруга вхідної мережі. Не дивлячись на те, що є досить велика кількість видів сучасних зарубіжних трансформаторів з розмагнічувальними обмотками, ціна на останні є досить високою. Це обставина, а також викиди напруги через енергії, що запаслася в індуктивності розсіювання, повинні враховуватися при виборі максимально допустимого значення напруги силового ключа. Індуктивність розсіювання можна мінімізувати, якщо виконати намотку первинної і намагнічувальної обмоток біфілярним проводом. [16].

При напрузі мережі  $\approx 220$  В, з урахуванням можливого перевищення напруги на 10%, отримаємо  $242 \text{ В} \times 1,4 \times 2 = 677,6$  В. Враховуючи викиди напруги від індукції розсіювання, слід вибрати ключ з максимально допустимою напругою не менше 1000 В, що значно підвищує собівартість пристрою. Схема вторинної частини залишається незмінною при всіх варіантах топології первинної частини. Дана топологія схеми зберігає такі недоліки як велику собівартість, занадто високу потужність, яка непотрібна для даного проекту, зберігається проблема реалізації високого струму навантаження. Серед переваг – досить високий ккд порівняно з трансформаторними системами перетворення напруги, відносно невеликі габарити.

## 2.3 Двотактний прямоходовий перетворювач

На рис.2.3 показаний двотактний прямоходовий перетворювач, який є в свою чергу різновидом прямоходового перетворювача за випадком двох влючених ключів в ланцюх первинної обмотки трансформатора.

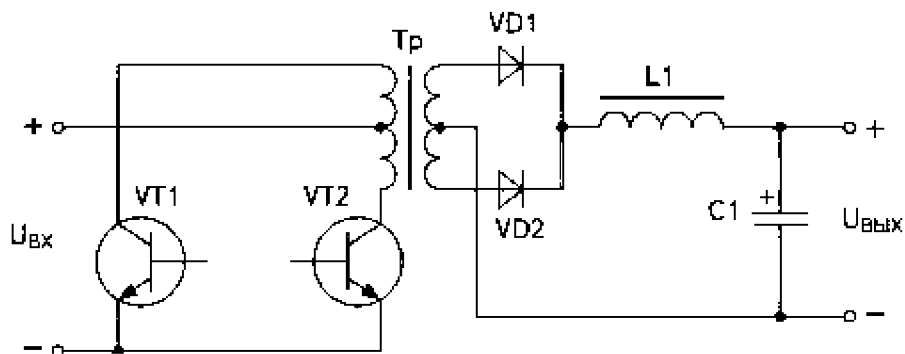


Рис.2.3 Схема двотактного прямоходового перетворювача

Схема первинної сторони в цьому випадку така, як і в інверторному перетворювачі. Ця схема найбільш ефективна в таких випадках - енергія, відкладена в трансформаторах і індукції розсіювання, повертається у вхідний конденсатор. Коефіцієнт заповнення не перевищує 0,5. Ця схема застосовується в промислових додатках при потужності до 1 кВт і навіть декілька при жорстких умовах експлуатації, де вимагається надійність.

Популярна різновидність цієї топології - це схема, коли два перетворювачі працюють із перенесенням фази на  $180^\circ$ , а їх напруга сумується на вихідному конденсаторі. Неліком такого перетворювача є підмагнічування осердя, яке пояснюється несиметричним циклом перемагнічування петлі гістерезису [10]. Тому ККД двотактного прямоходового перетворювача зазвичай менше, ніж у двотактних перетворювачів з симетричним перемагнічуванням імпульсного трансформатора.

Принципова неможливість використання ефективних систем симетрування в однотактних перетворювачах є недоліком. Граничну петлю

гістерезису магнєпроводу однотактного прямоходового перетворювача може врятувати тільки швидкодіюча система захисту, в іншому випадку вони будуть виведені з ладу. В закритому ключовому транзисторі прикладена подвійна напруга живлення перетворювача і напруга індуктивного викиду, що накладає певне обмеження на вибір компонента.

## 2.4 Прямоходовий перетворювач з активним обмеженням

Ця топологія є непоганим варіантом схеми з одним силовим ключем. Для активного обмеження додатково використовується високовольтний слабкострумний MOSFET. Для управління потрібна спеціальна мікросхема контролера, синхронізуюча роботу обох ключів.

Схема з активним обмеженням подібна до розглянутої вище, але енергія в цьому випадку не розсіюється на резисторі снабберной ланцюга [11].

Це є ефективною схема, тому що при правильному виборі конденсатора забезпечується квазірезонансний режим перемикання силового ключа і, отже, малі комутаційні втрати і електромагнітні перешкоди. У цій схемі коефіцієнт заповнення може перевищувати 0,5 і не потрібно використовувати ключ з подвоєним максимально допустимою напругою.

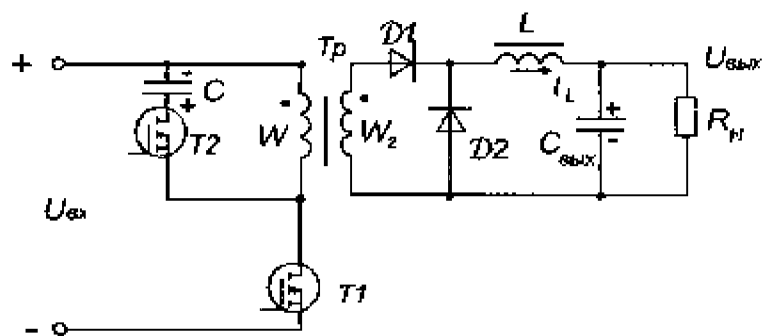


Рис 2.4 Прямоходовий перетворювач з активним обмеженням.

У цій схемі також досить просто використовувати синхронний випрямляч. Подібна топологія застосовується при потужностях до 500 Вт і навіть трохи вище. Основний недолік розглянутої топології: ускладнення схеми керування - є потреба у додатковому драйвері затвору і необхідно суворо витримувати задану

послідовність перемикання [12]. З огляду на квазірезонансний режим перемикання, підвищені вимоги пред'являються до трансформатора - індуктивність розсіювання первинної обмотки повинна бути якомога менше.

Рекомендується також вводити в сердечник трансформатора повітряний зазор, щоб зменшити індуктивність первинної обмотки і оптимізувати процес резонансу при виключенні силового ключа.

## **2.5 Мостовий перетворювач**

Такий перетворювач (див. рис. 2.5) використовується при потужностях до 5 кВт і в телекомунікації для 48-В шини при потужностях понад 500 Вт. Напівмостовий же перетворювач виходить заміною ключів Q3, Q4 на конденсатори. Він застосовується при менших потужностях - приблизно до 2 кВт. Відзначимо, що і в мостового, і в напівмостового перетворювача через трансформатор передаються імпульси різної полярності, тому відбувається перемагнічування осердя, і робоча точка переміщається по кривій ВН у всіх чотирьох квадрантах. При цьому втрати в осерді більше, тому що вони пропорційні  $B^2$ .

Для мостового перетворювача (на відміну від напівмостового) відмінно підходить режим управління зі зворотним зв'язком по струму.

До недоліків мостового перетворювача слід віднести більш складний драйвер ключів і ризик виникнення наскрізного струму, що виникає при перемиканні ключів верхнього і нижнього плечей.[15] Мостовий і напівмостовий перетворювачі застосовуються для зниження напруги. Якщо ж потрібно підвищуючий перетворювач для великих потужностей, то зазвичай використовують резонансні LLC-перетворювачі [13].

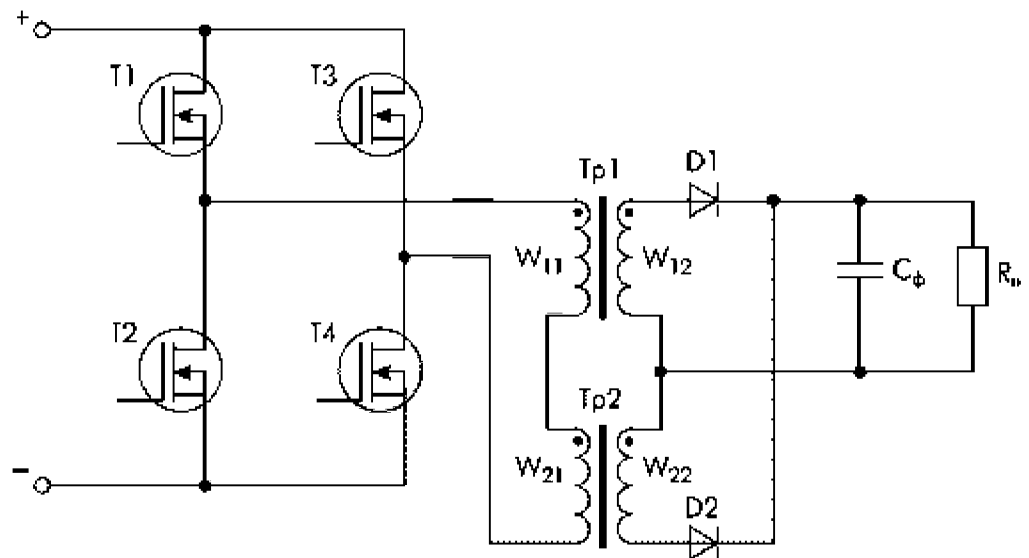


Рис.2.5 Схема мостового перетворювача

## 2.6 Резонансний перетворювач

Цей тип перетворювачів використовується, коли потрібно зменшити втрати на комутацію та підвищити ефективність перетворювача. На рис.2.6 показаний напівмостовий LLC-перетворювач. У резонансних схемах в ланцюг первинної обмотки додаються конденсатор або дросель (в даному випадку дросель), щоб реалізувати комутацію при нульовій напрузі (ZVS) або нульовому струмі (ZVC). Для отримання повністю резонансної схеми необхідно змінювати коефіцієнт заповнення і частоту комутації так, щоб в цикл комутації укладався цілий період резонансної частоти.

LLC-перетворювачі є різновидом імпульсних перетворювачів напруги (Switched Mode Power Supply, SMPS). Більшість публікацій з даної теми починається з опису основних принципів роботи LLC. Я ж почну з того, що поясню, чому LLC відрізняється від інших типів імпульсних перетворювачів.



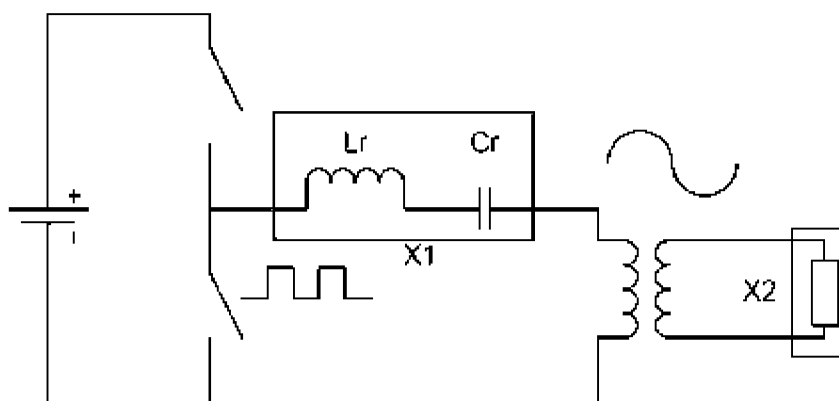


Рис.2.6 Схема резонансного перетворювача

Робота звичайного імпульсного перетворювача складається з двох фаз. У першій фазі відбувається запасання енергії в індуктивності. У другій фазі накопичена енергія витрачається для підтримання струму. Ви, напевно, пам'ятаєте, що, згідно із законами комутації, струм в індуктивності не може змінитися стрибком (в разі коректної комутації), точно так же, як і напруга на конденсаторі. Цей принцип є основою роботи більшості імпульсних перетворювачів.

Робота LLC-перетворювача заснована на створенні синусоїдального струму, який випрямляється і запасається в великому конденсаторі. Індуктивність використовується не для простого накопичення енергії, а виступає в якості резонансного елемента. Вона виконує функцію фільтру, який допомагає перетворити прямокутний сигнал в синусоїдальну форму, тоді як індуктивність намагнічування все ще працює з традиційним струмом трикутної форми. Це одна з особливостей, яка потребує додаткового пояснення.

LLC-перетворювачі мають досить багато режимів роботи, що виявляється набагато складніше, оскільки вони мають безліч відмінностей:

1. замість того щоб працювати з фіксованою частотою комутацій і змінювати коефіцієнт заповнення ШІМ, LLC-перетворювачі змінюють частоту, а коефіцієнт заповнення ШІМ постійний і складає 50%;

2. передача енергії в LLC-перетворювачах заснована на робочій точці індуктивності намагнічування;

3. в LLC-перетворювачах використовується змінна швидкість зміни напруги в залежності від струму навантаження;

4. в них є дві резонансні частоти, які впливають один на одного;

5. режим безперервного струму (Continuous current mode, CCM) для LLC-перетворювачів відноситься до току випрямляча, а не індуктивності, оскільки традиційна індуктивність в схемі відсутній.

Резонанс відбувається в ланцюзі, що складається з індуктивності розсіювання і конденсаторів. Зазвичай індуктивність розсіювання точно невідома, тому в ланцюг вводять додатковий дросель  $L_r$  для настройки резонансного контуру [14].

Резонансний перетворювач, по суті, є джерелом струму, отже, немає необхідності використовувати дросель в вихідному фільтрі. У наведеній на малюнку схемі реалізовані режими ZVS, ZVC, і вона відмінно підходить для випадків, коли потрібно отримати високий вхідний напруга.

Загалом даний тип перетворювачів більше підходить для живлення джерел енергії де притаманна частотно-імпульсна модуляція (монітори персональних комп'ютерів, жк-телевізори, тощо), де потрібні високі значення струму навантаження при незначних показниках напруги та характеризуються низькою потужністю. Також слід зазначити, що система керування у таких перетворювачів на порядок складніша при використанні мікроконтролерів, оскільки вони орієнтовані на керування схемою на основі ШІМ.

## **2.7 Понижувальний DC-DC перетворювач**

Сам перетворювач працює вже з випрямленою постійною напругою, тому потребує ще випрямляча, та має наступні переваги перед іншими видами перетворювачів [15]. Розглянемо детальніше його на рис. 2.7.

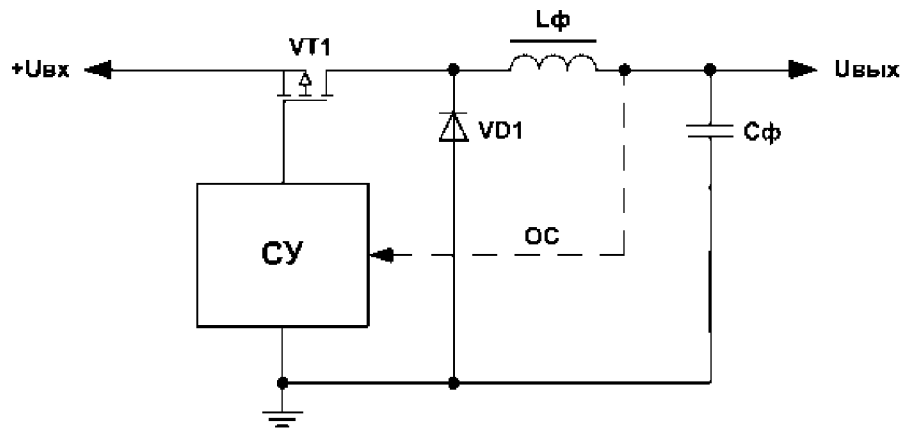


Рис.2.7 Спрощена схема понижувального перетворювача

Спрощена схема класичного понижуючого DC / DC-перетворювача (перетворювач I типу, buck-converter, step-down converter) складається з декількох основних елементів:

- силового транзистора VT1;
- схеми управління (СУ);
- фільтра (Lф-Сф);
- зворотного діода VD1.

Цикл роботи схеми складається з двох фаз: фази накачування і фази розряду (рис. 2.8). У фазі накачування транзистор VT1 відкритий і через нього протікає струм. Відбувається запасання енергії в котушці Lф і конденсаторі Сф [16].

У фазі розряду транзистор закритий, струм через нього не протікає. Котушка Lф виступає в якості джерела струму. VD1 - діод, який необхідний для протікання зворотного струму.

В обох фазах до навантаження прикладається напруга, рівна напрузі на конденсаторі Сф.

Наведена схема забезпечує регулювання вихідної напруги при зміні тривалості імпульсу:

$$U_{вих} = U_{вх} \cdot \frac{t_{имп}}{T}.$$

Якщо величина індуктивності мала, струм розряду через індуктивність встигає досягти нуля. Такий режим називають режимом переривчастих струмів. Він характеризується збільшенням пульсацій струму і напруги на конденсаторі, що призводить до погіршення якості вихідної напруги і зростання шумів схеми. З цієї причини режим переривчастих струмів використовується рідко [18].

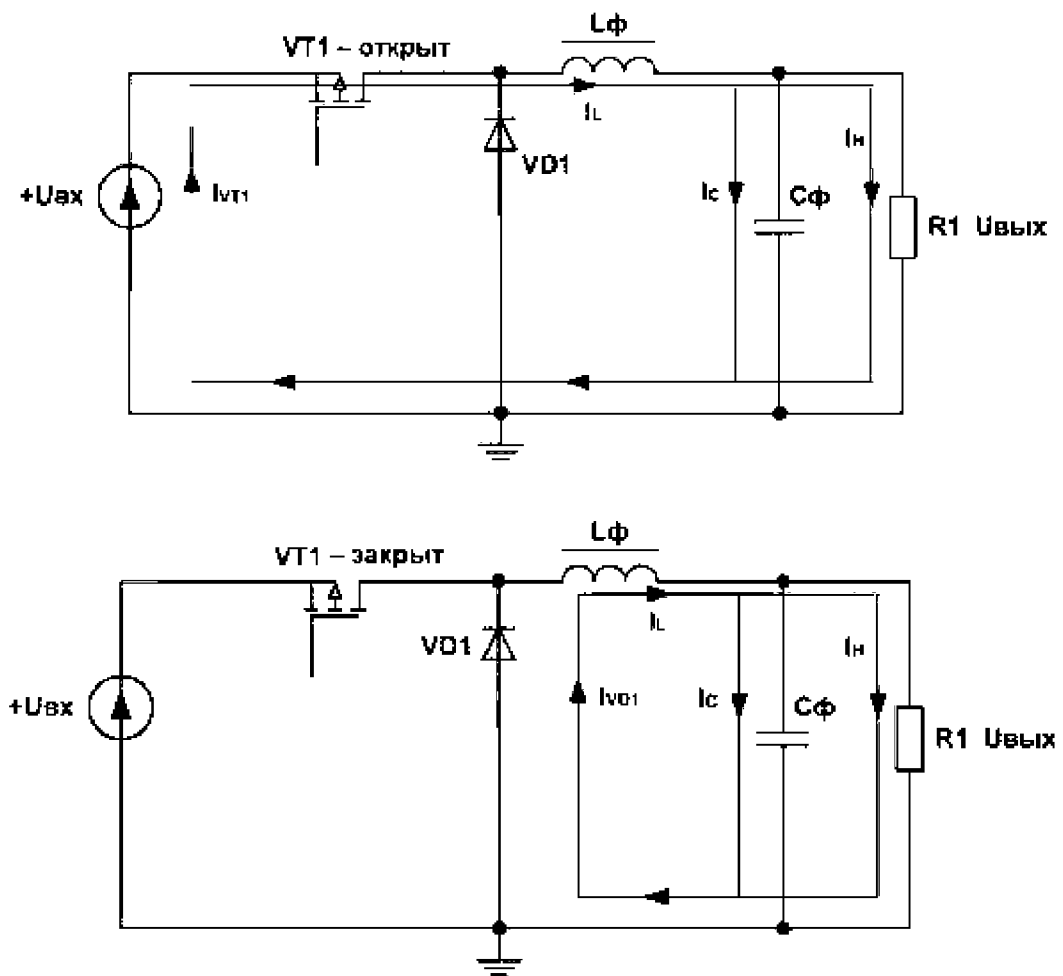


Рис.2.8. Цикл роботи перетворювача.

На рис. 2.9 зображена діаграми струмів та напруг DC-DC перетворювача.

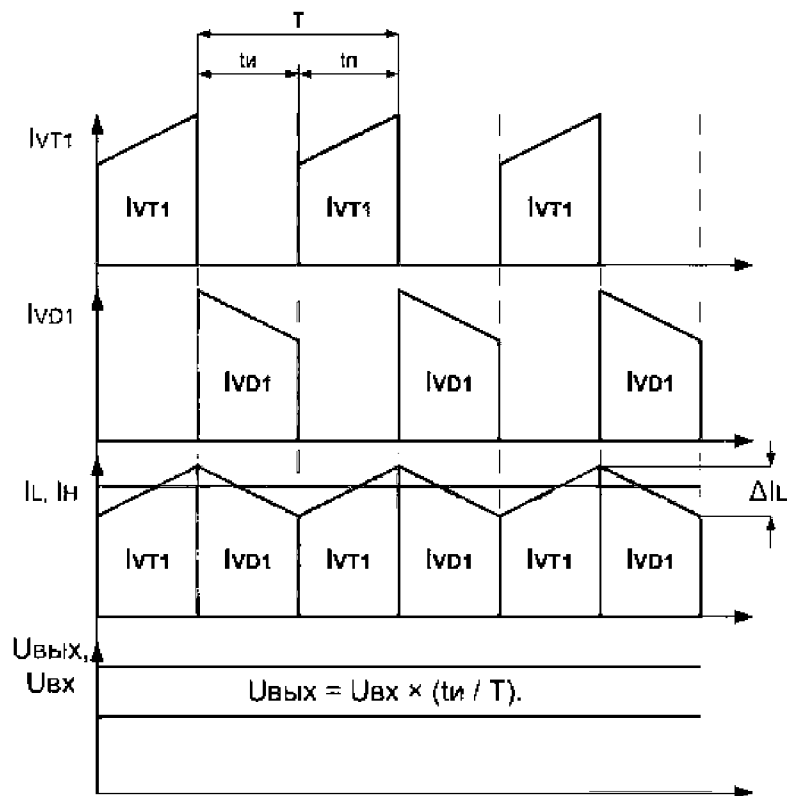


Рис.2.9 Діаграми струмів та напруг перетворювача

Існує різновид схеми перетворювача, в якій «неефективний» діод VD1 замінений на транзистор. Цей транзистор відкривається в протифазі з основним транзистором VT1. Такий перетворювач називається синхронним і має більший ККД.[35]

Перелічимо основні параметри імпульсних перетворювачів:

а) Діапазон входних напруг ( $U$ ). На жаль, завжди є обмеження не тільки на максимальне, а й на мінімальну входну напругу. Значення цих параметрів завжди вибирається з деяким запасом.

б) Діапазон вихідних напруг ( $U$ ). В силу обмеження на мінімальну і максимальну тривалість імпульсу, діапазон значень вихідної напруги обмежений.

в) Максимальний вихідний струм ( $A$ ). Даний параметр обмежується цілою низкою чинників: максимальної допустимої розсіюється потужністю, кінцевим значенням опору силових ключів та ін.

г) Частота роботи перетворювача (кГц). Чим вище частота перетворення, тим простіше зробити фільтрацію вихідної напруги. Це дозволяє боротися з перешкодами і знижувати значення номіналів елементів зовнішнього L-C-фільтра, що призводить до збільшення вихідних струмів і до зменшення габаритів. Однак зростання частоти перетворення збільшує втрати на перемикання силових ключів і збільшує індуктивну складову перешкод, що явно небажано.

д) ККД (%) є інтегральним показником ефективності і наводиться у вигляді графіків для різних значень напруг і струмів.

е) Інші параметри (опір каналів інтегральних силових ключів (мОм), власний струм споживання (мкА), тепловий опір корпусу та ін.) Є менш важливими, але їх також слід враховувати [19].

### 3. ДОСЛІДЖЕННЯ СХЕМ ЗАРЯДНИХ ПРИСТРОЇВ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ

В ході підготовки магістерської дисертації був доцільно розглянутий варіант використання понижувального DC-DC перетворювача у якості складової частини зарядного пристрою, розроблена принципіальна, функціональна схеми, побудований макет схеми зарядного пристрою для суперконденсатора.

Зарядний пристрій сконструйований на основі даного перетворювача має також вхідний каскад, який складається з трансформатора, випрямляча разом з фільтруючими елементами. Цей каскад приймає участь в перетворенні вхідної синусоїдальної напруги мережі, трансформатор понижувального типу змінює напругу мережі на вихідну понижену синусоїдальну з середнім значення струму 3,4А. Випрямляч віднімає негативні імпульси, а фільтр у його складі випрямляє напругу, струм, які поступають на регулюючий елемент, який підпорядкований системою керування. Саме вона визначає, яку модуляцію треба синхронізувати на навантаження. На рис. 3.1 показана функціональна схема перетворювача. Регулюючим елементом представляється блок ШІМ. Він регулює скважність імпульсів, коефіцієнт їх заповнення на виході.

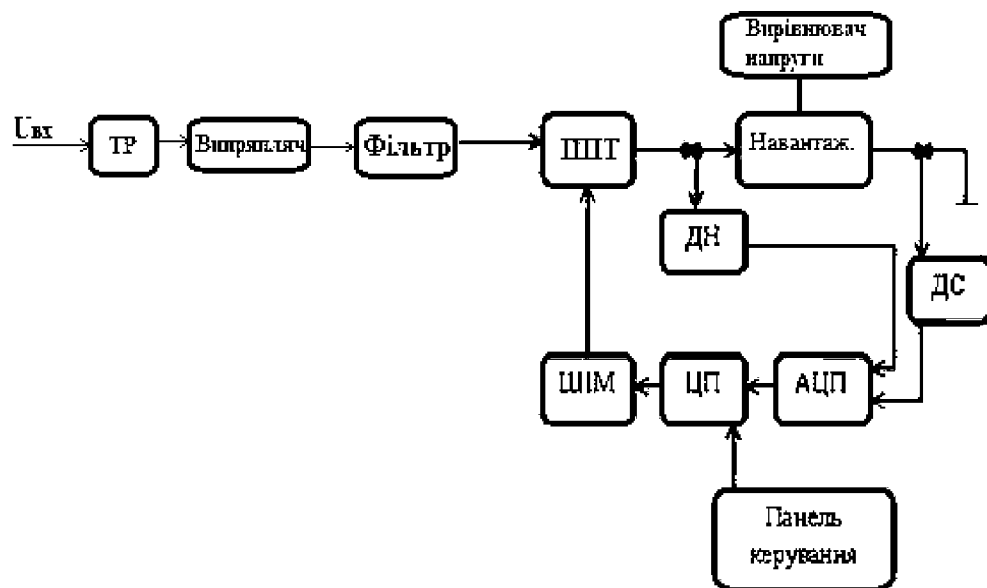


Рис.3.1 Функціональна схема зарядного пристрою на основі DC-DC перетворювача.

Форма імпульсів задається з системи керування. Вона представляє собою мікроконтролер на базі STM та коло зворотного зв'язку. Коло зворотного зв'язку включає 2 блоки датчиків струму та напруги. Датчик струму знаходиться на мінусовому виводі навантаження і також до АЦП.

Отже, система керування на рис. 3.1 представляє собою STM мікроконтролер, який включає в собі такі блоки як: блок ШІМ, центральний процесор, аналогово-цифровий перетворювач. Також до мікроконтролера в АЦП надходить інформація про стан навантаження (коло зворотного зв'язку). Зарядний пристрій, який складається з 2-х основних топологій електричних схем, а саме: DC-DC понижувального перетворювача, діодним мостовим перетворювачем напруги. Останній має три основні компоненти.[32,33] В якості першого вхідного компоненту виступає силовий трансформатор, який понижує вхідну синусоїдальну напругу з 220В на 15В.

На рис. 3.2 показана принципова схема зарядного пристрою. Другим компонентом вхідного каскаду виступає діодний міст (VD2-VD5), перетворюючий напругу на вторинній обмотці Tr1 в імпульсну.

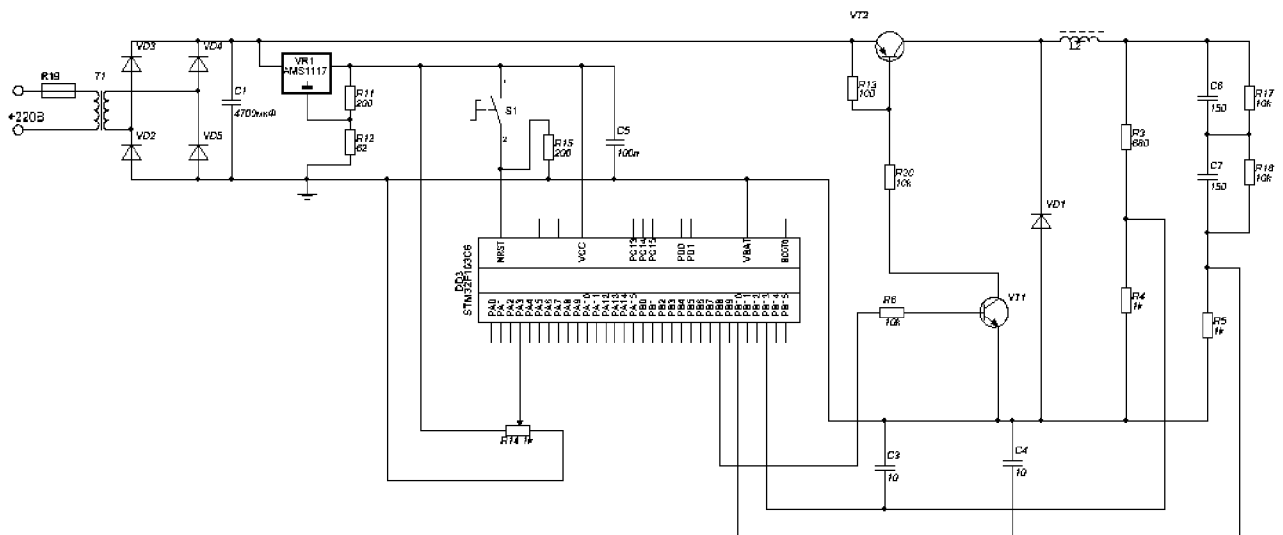


Рис.3.2 Принципова схема зарядного пристрою на основі DC-DC перетворювача.

Імпульсна напруга згладжується фільтруючим конденсатором C1 відповідної ємності. DC-DC понижуючий перетворювач умовно поділений на силову частину та частину керування. Силова частина перетворювача



складається з ключового транзистора VT2, який, працюючи в імпульсному режимі регулює напругу навантаження. Дроссель відповідної індуктивності та параметрів протікаючого струму, встановлений після транзистора, виконує роль накопичувача енергії. Під час відкритого стану транзистора VT2, струм, протікаючий через дроссель L1 на навантаження, накопичується в ньому до межі насичення. Під час закриття транзистора, каскад лишається живлення від мережі та єдиним джерелом живлення виступає дроссель, який розряджається на навантаження. Для цього встановлений зворотній діод VD1, який утворює електричне коло під час вимкненого VT2. Навантаження представлене у вигляді двох послідовно з'єднаних конденсаторів високої ємності C6, C7. Для вирівнювання напруги на конденсаторах паралельно встановлені резистори високого опору R17, R18. Система керування складається з мікроконтролера stm32, системи зворотного зв'язку по напрузі виконаного на базі двох послідовно з'єднаних резисторів, паралельно підключених до навантаження R3, R4. Для корекції значень струму навантаження встановлений шунт, виконаний на базі низькоомного резистора R5. Для усунення завад при зчитуванні даних напруги, струму зворотного зв'язку встановлені конденсатори низької ємності C3, C4. Для живлення мікроконтролера передумовлено встановлення лінійного стабілізатора напруги у вигляді мікросхеми VR1, яка за допомогою допоміжних дільників напруги R11, R12 живить STM32. При заряді суперконденсаторів до напруги 3.2В мікроконтролер подасть сигнал про закриття ключового транзистора, заряджання буде припинено, При чому задля усунення перенапруги, струм навантаження зменшується по мережі заряду конденсаторів. Так при напрузі 2.6В на навантаженні скважність становить 60%, відповідно струм 1.2А, при 3В-90%, відповідно 300мА до повного заряду. Перемикач S1 слугує кнопкою перезавантаження мікроконтролера. Резистор R14 виконує функцію реостату. Змінюючи опір на резисторі, можна регулювати струм навантаження. Перед усім це необхідно задля виконання граничних умов заряджання деяких гібридних суперконденсаторів, які мають спеціальний подвійний електричний шар та за хімічною будовою для них притаманні особливості звичайних літієвих батарей.

В таких суперконденсаторах є обмеження у значеннях максимального струму заряджання. Завдяки АЦП перетворений сигнал надходить на ОП, де згодом зчитується ЦП та регулюється скважність імпульсів ключового транзистора. Розрядності АЦП в 12 біт є достатнім показником для точного зчитування напруги навантаження. При бажанні задля отримання більш точних даних з навантаження, в коло зворотноо зв'язку може бути встановлений компаратор , працюючий тільки від додатної напруги +5В, виконуючий роль підсилення вихідного сигналу. Тому регулювання буде більш точним. Транзистор VT1 виконує функцію драйвера.

Також слід зазначити, що в даному типі перетворювачів чим вище величина індуктивності, тим вище максимальний вихідний струм через зниженого струму пульсацій. Чим менше індуктивність, тим менше габарити пристрою. Зауважимо, що котушка повинна завжди мати номінальний струм вище максимального струму, тому що струм збільшується при зменшенні індуктивності.

Для зниження амплітудного значення напруги мережі був взятий трансформатор тороїдального типу. Сам макет зображений на рис.3.3.

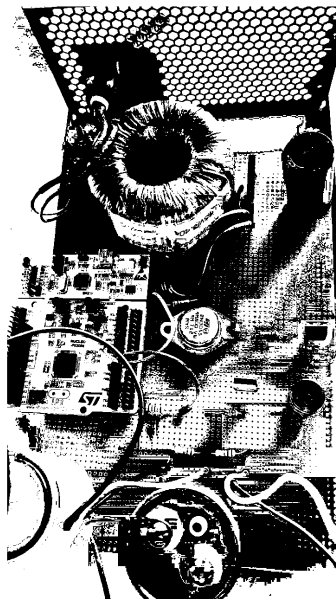


Рис.3.3 Плата, використана для перевірки схеми.

При коефіцієнті заповнення 60% температура ключового транзистора VT2 сягала 52 градусів в умовах відкритого стенду за температури лабораторії в 22 градуси за Цельсієм. При цьому струм навантаження складав 2.1А, що є очікуваним результатом. При коефіцієнті заповнення імпульсів більше 80% транзистор виходив за граничні рамки температур і складав 94 градуси. Це характеризується тим, що найбільші втрати потужності в данному випадку приходять на перемикання ключового транзистора VT2.

Середнє значення напруги співпадає з характеристиками. Для контролю напруги навантаження використаний ключовий транзистор VT2, коефіцієнтом заповнення якого керує мікроконтролер. Вид модуляції вибраний широтно-імпульсний. Коефіцієнт заповнення імпульсів був вибраний таким чином, щоб температурний режим роботи транзистора в імпульсному режимі зберігався на достатньому рівні. Дана проблема може бути вирішена встановленням монтажного кріплення (тепловідвід) на транзистор. Релізована схема зарядного пристрою характеризується простотою конструкції, особливо виражена в живленні системи керування силовим каскадом, проте має вагомі недоліки такі як:

1. Через використання силового мережевого трансформатора великі габарити пристрою
2. Вага в порівнянні з іншими топологіями схем більша
3. Великі втрати потужності на силовому трансформаторі, як наслідок нагрів плати.
4. При високих струмах навантаження збільшуються втрати на перемиканні, як наслідок збільшення потужності розсіювання ключового транзистора, що потребує встановлення радіаторів
5. Відсутність гальванічної розв'язки перетворювача
6. Використання даного типу перетворювача можливе у межах малих потужностей.

Підсумовуючи все вищесказане, напівмостовий перетворювач та зворотноходовий перетворювач разом є кращим вибором по таким параметрам

як необхідна потужність до 100Вт при великому за значенням струмі навантаження, відносна простота топології перетворювача. Серед недоліків такої установки: підмагнічування осердя імпульсного трансформатора зокрема в зворотноходовому перетворювачі, можливі стрибки напруги навантаження через перемикання ключових транзисторів зокрема в напівмостових схемах підвищені вимоги до фільтруючого конденсатор.

### **3.1 Дослідження зарядного пристрою на зворотноходовому перетворювачі**

В ході виконання досліджень найбільш близькими за параметрами вихідної потужності є 2 види схем: на зворотноходовому перетворювачі, на одноканальному напівмостовому перетворювачі. Ці схеми характеризуються великими значеннями струму навантаження, володіють високим ККД, зокрема через використання в останніх імпульсних трансформаторів.

Умовою вибору кращої топології схеми є високий струм навантаження, нагрів елементів в межах допустимого, собівартість створення пристрою, масогабарити пристроїв, можливості щодо каскадного розширення підключеного навантаження [20].

### **Розробка та опис функціональної схеми зворотноходового перетворювача**

Сама блок схема зворотноходового перетворювача напруги складається з 3-х ключових блоків, які будуть детально розібрані пізніше. На рис.3.4. зображена спрощена блок-схема зарядного пристрою.

Перетворювачі напруги/струму мають, зазвичай, вхідний каскад, який складається з трансформатора, випрямляча разом з фільтруючими елементами. Цей каскад приймає участь в випрямленні вхідної синусоїдальної напруги мережі, Випрямляч віднімає негативні імпульси, а фільтр у його складі випрямляє напругу, струм, які поступають на регулюючий елемент, який

підпорядкований системою керування. Саме вона визначає, яку модуляцію треба синхронізувати на навантаження [21].

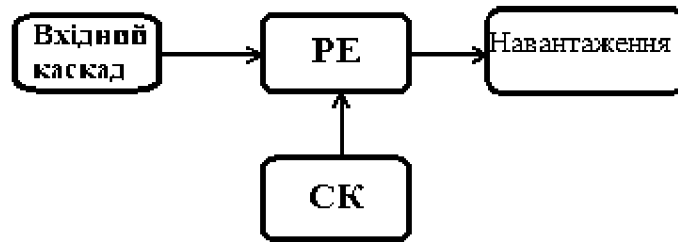


Рис.3.4 Спрощена блок-схема понижаючого перетворювача напруги.

Регулюючим елементом представляється блок ШІМ. Він регулює скважність імпульсів, коефіцієнт їх заповнення на виході. Форма імпульсів задається з системи керування. Вона представляє собою мікроконтролер на базі STM та коло зворотного зв'язку. Оскільки деякі мікроконтролери мають широкі можливості, включаючи широтно-імпульсну модуляцію, аналогово-цифрові перетворювачі високої точності, операційні підсилювачі напруги, доцільно вибирати саме такі з сімейства STM, а собівартість 32-хрозрядної плати в межах 50 центів. Вони значно зручніші при кодуванні на мовах високого рівня, завдяки об'єднанню багатьох блоків в один, зменшується ефективна площа плати, менші показники тепловиділення, споживання енергії. Коло зворотного зв'язку включає 3 блоки датчиків струму та напруги. Воно призначене для відслідковування вхідної напруги та струму суперконденсаторів та акб для запобігання перезаряду та високого нагріву та значень напруги на фільтруючому конденсаторі при режимі заряджання реверсивним струмом, коли в роботу включається 2-гий каскад оберненого зворотноходового перетворювача, джерелом, якого вже виступає акб разом з суперконденсатором. Даний датчик струму на фільтрі необхідний задля того, щоб ключовий транзистор VT1 при включенні змінив скважність імпульсів задля підтримання необхідної напруги на навантаженні. Це пояснюється тим, що фільтр додатково заряджається і вихідна його напруга буде рівна  $U_{\text{вих.фільтр}} = U_{\text{lc}} + U_{\text{реверс}}$ . Тому скважність імпульсів

Отже, система керування на рис. 3.2 [8] представляє собою STM мікроконтролер, який включає в собі такі блоки як: блок ШІМ, центральний процесор, аналогово-цифровий перетворювач. Також до мікроконтролера в АЦП надходить інформація про стан навантаження (коло зворотного зв'язку). Керування режимами роботи ЦП здійснюється за допомогою панелі управління. Індикатор та панель управління відноситься до блоку пульт управління.

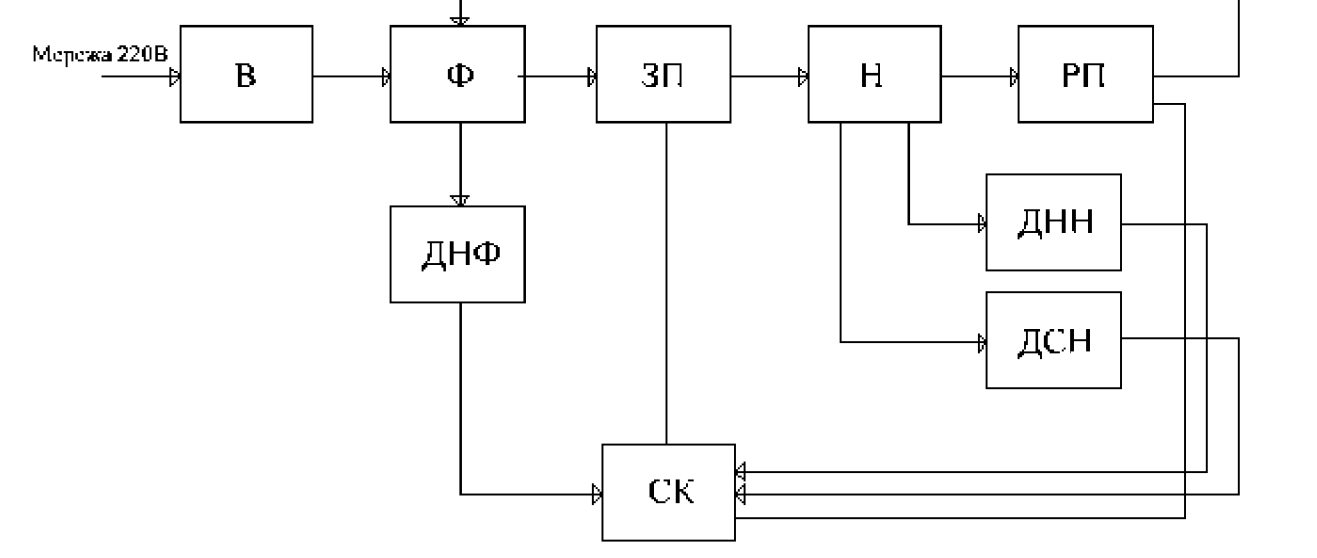


Рис.3.5 Блок-схема погизувального перетворювача напруги

без додаткових обмоток, а схема виявляється неізовованою від первинної мережі змінного струму. Змінна напруга мережі випрямляється діодним мостом (VD1 ... VD4) В і стабілізується входним фільтром  $\Phi$  (Сф1, СФ2, Lф), до якого, в свою чергу, підключений давач напруги фільтру ДНФ для корегування управління ЗП. Сам ЗП являє собою зворотноходовий перетворювач та складається з таких елементів як:

1. Ключовий транзистор VT1 разом з резистором R17;
2. Імпульсний трансформатор T1;
3. Снаберний ланцюг для подавлення викидів первинної обмотки трансформатора (R8,R9,C3,VD5);
4. Випрямний діод VD6;
5. Завадостійкий високовольтний конденсатор малої ємності С4.

Отримана постійна напруга перетворюється в імпульсний сигнал за допомогою силового ключа, керованим СК (ШІМ-модулятора мікроконтролера). ШІМ-контролер формує сигнал управління затвором заданої частоти і з заданим коефіцієнтом заповнення (рис. 3.6.  $V_{gs}$ ).

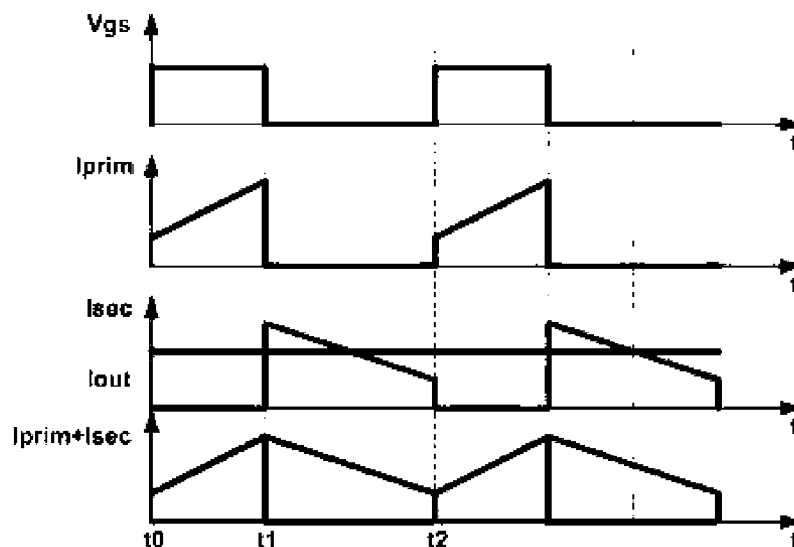


Рис.3.6 Часові діаграми в режимі неперервних струмів зворотноходового перетворювача.

Першу частину періоду транзистор відкритий (рис. 3.6,  $t_0$ - $t_1$ ). Струм протікає через первинну обмотку трансформатора ( $I_{prim}$ ) - відбувається запасання енергії. Протягом цього часу на вторинній обмотці наводиться ЕРС.

Полярність цієї напруги протилежна полярності випрямного діода  $V_{dвих}$ , і струм у вторинній обмотці не тече. Живлення навантаження відбувається за рахунок енергії, запасеної в вихідному конденсаторі  $C_{вих}$ .

Випрямлена напруга та струм, що регулюються ЗП, надходить до навантаження  $H$ , що представляє собою літєву АКБ  $C_8$  номіналом 4.7В, паралельно підключену до 2-х суперконденсаторів  $C_9, C_{10}$ , напруга яких вирівнена за допомогою низькоомних резисторів  $R_{20}, R_{21}$ . Для регулювання вихідними параметрами на навантаженні передумовлено встановлення давача напруги навантаження ДНН паралельно під'єданого до останнього у вигляді резисторів  $R_3, R_4$  та малоємнісного конденсатора  $C_6$  10пФ для усунення шумів при зчитуванні сигналу. Давач струму навантаження встановлений на мінусовому виводі акб та представляє собою шунт у вигляді резистора  $R_5$ .

### **Розрядний перетворювач**

Для підвищення ККД пристроїв заряду комбінованої акумуляторної батареї імпульсними асиметричними струмами потрібно розглянути можливі способи і систематизувати їх. Після цього створити певну стратегію по підвищенню ККД пристроїв заряду. Можливі способи підвищення ККД пристроїв можна розділити на способи, пов'язані з вибором параметрів та режимів роботи схеми, з вибором режиму заряду в залежності від стану суперкондесатора/АКБ та схемотехнічні способи. Способи, пов'язані з вибором параметрів та режимів роботи схеми і з вибором режиму заряду в залежності від стану акумулятора можна реалізувати використовуючи змінні параметри імпульсів – адаптивний спосіб заряду. Схемотехнічні – пов'язані з використанням енергії імпульсу розрядного струму: – шляхом збереження її в накопичувальному елементі для подальшого заряду акумулятора; – використання для заряду іншого акумулятора при заряді групи акумуляторів; – для живлення корисного навантаження; – для повернення в мережу. В деяких пристроях заряду акумуляторних батарей імпульсними асиметричними струмами імпульс розрядного струму формується активним навантаженням і, як



наслідок, енергія імпульсу розрядного струму втрачається [43]. Зберегти енергію імпульсу розрядного струму було вирішено шляхом її накопичення в реактивних елементах з наступним використанням при заряді, або шляхом її передачі до навантаження чи іншої батареї, що заряджається, тим самим підвищуючи ефективність перетворювача.[4]

Тому було вирішено сконструювати ланцюг для збереження імпульсу розрядного струму в процесі його заряду та використання останнього для заряду навантаження. Зберегти енергію імпульсу розрядного струму було вирішено шляхом передачі його у накопичувальний елемент – конденсатор, що представляє собою також і фільтр вхідного каскаду зарядного пристрою.

В залежності від місця використання пропонуються наступні способи реалізації енергозберігаючого способу заряду акумуляторних батарей імпульсним асиметричним струмом:

- 1.Спосіб заряду суперконденсатора зі збереженням енергії імпульсу розрядного струму в накопичувальному реактивному елементі [43];
2. Спосіб заряду групи комбінованих АКБ з використанням енергії імпульсу розрядного струму для заряду іншої акумуляторної батареї [43];
3. Спосіб заряду акумуляторної батареї в буферному режимі з використанням енергії імпульсу розрядного струму для живлення корисного навантаження [43].
- 4.Енергозберігаючий спосіб заряду акумуляторних батарей імпульсним асиметричним струмом дозволяє підвищити ККД пристроїв заряду внаслідок збереження, або використання енергії імпульсу розрядного струму.

Спосіб, використаний в блоці РП, в якому енергія розрядного імпульсу зберігається в накопичувальному реактивному елементі (НРЕ) – в конденсаторі, полягає в наступному: при формуванні зарядним пристроєм імпульсу розрядного струму, його енергія накопичується до певного значення у НРЕ ( у фільтруючому конденсаторі) і потім знову використовується при формуванні пристроєм імпульсу зарядного струму. Таким чином енергія імпульсу розрядного струму не

втрачається, а тимчасово зберігається у накопичувачі і потім повторно використовується, зменшуючи споживання енергії з мережі живлення.

Наближена схема зарядного пристрою, що за характером протікання розрядного струму відповідає принциповій схемі, у якій використовується спосіб заряду акумулятора зі збереженням енергії імпульсу розрядного струму в накопичувальному реактивному елементі, представлена на рис. 3.7. Напруга (310В) надходить на формувач зарядного імпульсу, що створює імпульс струму необхідної амплітуди.[43]

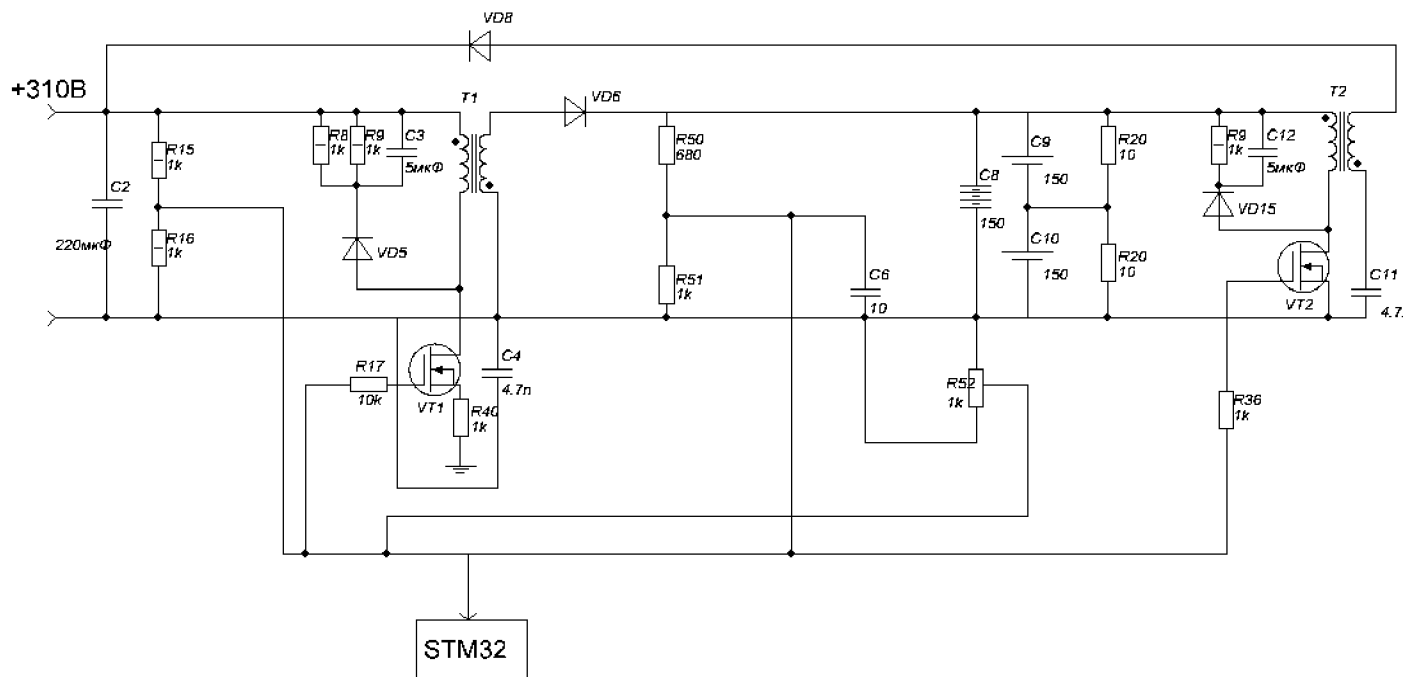


Рис.3.7 Схема зарядного пристрою

У проміжках між зарядними імпульсами формувачем розрядного імпульсу (ФРІ) створюється імпульс розрядного струму, форма якого зображена на рис.3.8 (рис. 3.8, а, інтервал часу  $t_1$ - $t_2$ ). Його енергія накопичується в накопичувальному реактивному елементі  $S_{нак.}$ , ним виступає конденсатор фільтру  $C_2$  (рис. 3.8, б, інтервал часу  $t_1$ - $t_2$ ), з якого потім (рис. 3.8, після моменту часу  $t_3$ ) передається через ФЗІ під час формування імпульсу зарядного струму (рис. 3.8, б,в, інтервал часу  $t_3$ - $t_4$ ) в акумуляторну батарею (АБ) (рис. 3.8, а, інтервал часу  $t_3$ - $t_4$ ). Розглянемо більш детально схему, зображену на рис. 3.7., та її принцип роботи.

Понижувальний зворотноходовий перетворювач (T2, VT2, VD8) формує розрядний імпульс  $i_p$  (рис. 3.8, а, інтервал часу  $t_1$ - $t_2$ ), енергія якого зберігається у накопичувальному конденсаторі  $C_{\text{нак.}}(C_2)$  (рис. 3.8, б, інтервал часу  $t_1$ - $t_2$ ). Транзистор VT2 використовується для підключення акумуляторної батареї (АБ) до підвищувача ШП. При досягненні на конденсаторі фільтру  $C_2$  визначеної напруги його потрібно розрядити на АКБ (рис. 3.8,б,в, інтервал часу  $t_3$ - $t_4$ ). Розряд накопичувального конденсатора ЗП понижуючого типу на елементах VT2, VD8, T2, під час формування зарядного імпульсу (рис. 3.8, а, інтервал часу  $t_3$ - $t_4$ ). [43].

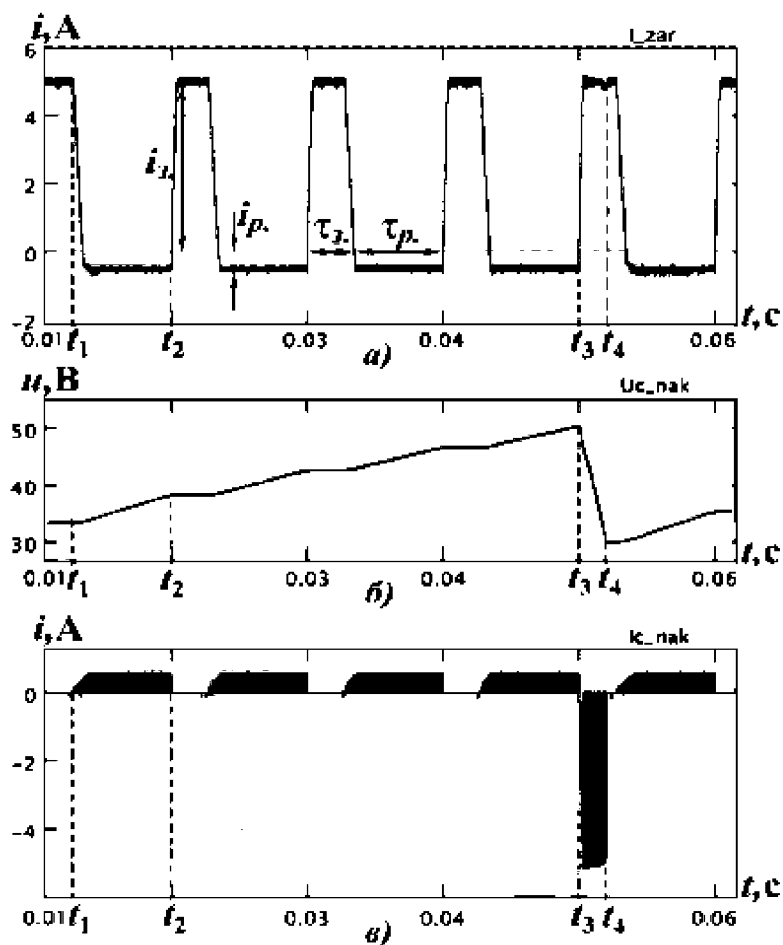


Рис. 3.8. Струм заряду акумуляторної батареї (а), напруга на накопичувальному конденсаторі (б) і струм у ньому (в)

Пристрій працює наступним чином. Випрямлена напруга на виході фільтру 310В надходить на вхід зворотногоходового перетворювача, працюючого від мережі, який формує імпульс зарядного струму необхідної амплітуди. В проміжках між зарядними імпульсами формується розрядний імпульс

комбінованої акумуляторної батареї через транзистор VT2 (тобто при замиканні першого каскаду схеми). Останній використовується для підключення АКБ до зворотноходового перетворювача оберненого типу, який формує імпульс розрядного струму, енергія якого зберігається на накопичувальному конденсаторі, тобто фільтруючому конденсаторі C2. При досягненні необхідної напруги на накопичувальному конденсаторі він використовується як джерело напруги замість основного (310В) ЗП понижувального типу (VT1, VD6, Снабер, Tr1), який формує імпульс зарядного струму. Розрядивши накопичувальний конденсатор до зазначеної напруги для формування імпульсу зарядного струму знову використовується основне джерело напруги 310В, а накопичувальний конденсатор знову заряджається до необхідної напруги під час формування розрядних імпульсів. Таким чином, пристрій забезпечує заряд АКБ імпульсним асиметричним струмом. За рахунок того, що енергія розрядного імпульсу зберігається у фільтруючому конденсаторі, забезпечується підвищення ККД зарядного пристрою. Перевагою такого пристрою також є те, що в ньому використовується імпульсний метод регулювання, на відміну від відомих пристроїв, в яких використовується безперервне регулювання. Головна перевага імпульсного методу регулювання – високий ККД, який, як правило, перевищує 80 – 90% [43].

Сам РП являє собою зворотноходовий перетворювач, джерелом енергії якого виступає низьковольтне навантаження Н, а вихід високовольтний та складається з таких елементів як:

1. Ключовий транзистор VT2 разом з резистором R23;
2. Імпульсний трансформатор T2 обернений до T1;
3. Снаберний ланцюг для подавлення викидів первинної обмотки трансформатора (R22, C12, VD7);
4. Випрямний діод VD8, зворотно напрямлений;
5. Завадостійкий високовольтний конденсатор малої ємності C11;
6. Фільтруючий конденсатор C2, виконуючий функцію накопичувального конденсатора.

### 3.2 Розробка силового каскаду зарядного пристрою на зворотногоходовому перетворювачі

Для живлення мікроконтролера stm32 спроектована окрема ланка силового каскаду, що підключена безпосередньо до фільтру з випрямлячем напруги мережі від плаваючих 220В. Для її живлення підключені 2 резистори R10,R11 – дільники напруги, на яких розсіюється потужність у вигляді тепла, в паралельному підключенні. Підрахуємо їх номінали так, щоб вихідна напруга склала 15В. За формулою дільника напруги:

$$U_{\text{вих.дільн.}} = U_{\text{вх.дільн.}} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} = 310 \frac{27 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3 + 510 \cdot 10^3} = 16,3 \text{ В}.$$

Розрахуємо потужності розсіювання даних резисторів за наступною формулою:

$$P_{R_{10}} = \frac{U_{\text{вх.дільн.}}^2}{R_{10}} = \frac{310^2}{27 \cdot 10^3} = 3,55 \text{ Вт};$$

$$P_{R_{11}} = \frac{U_{\text{вих.дільн.}}^2}{R_{11}} = \frac{16,3^2}{510 \cdot 10^3} = 0,52 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

Отже вибираємо резистори R10,R11 в корпусах під потужність розсіювання 5Вт та 0,25 Вт відповідно.

До дільника напруги підключений стабілізатор напруги. Стабілізатор напруги — перетворювач електричної енергії, що дозволяє отримати на виході напругу, яка знаходиться в заданих межах, при значних коливаннях вхідної напруги і опору навантаження. Лінійний стабілізатор напруги являє собою дільник напруги, на вхід якого подається вхідна (нестабільна) напруга, а вихідна (стабілізована) напруга знімається з нижнього плеча дільника. Стабілізація здійснюється шляхом зміни опору одного з плечей дільника: опір постійно підтримується таким, щоб напруга на виході стабілізатора знаходилася в установлених межах.

При великому відношенні величин вхідної і вихідної напруг лінійний стабілізатор має низький ККД, так як більша частина потужності  $P_{\text{расc}} = (U_{\text{in}} - U_{\text{out}}) * I_t$  розсіюється у вигляді тепла на регулюючому елементі.

Тому регулюючий елемент повинен мати можливість розсіювати достатню потужність, тобто повинен бути встановлений на радіатор потрібної площі або ж розміщений в корпусі з достатньою тепловіддачею.

Перевага лінійного стабілізатора — простота, відсутність перешкод і невелика кількість використовуваних деталей.

В залежності від розташування елемента із змінним опором лінійні стабілізатори діляться на два типи:

- послідовний: регулюючий елемент включений послідовно з навантаженням;
- паралельний: регулюючий елемент включений паралельно навантаженню.

Залежно від способу стабілізації:

- параметричний: в такому стабілізаторі використовується ділянка ВАХ приладу, який має велику крутизну;
- компенсаційний: має зворотній зв'язок. У ньому напруга на виході стабілізатора порівнюється з еталонною і з різниці між ними формується керуючий сигнал для регулюючого елемента [22].

Для живлення електронно обчислювальних компонентів потрібна випрямлена напруга +5В з більшим рівнем стабілізації, ніж це може дозволити транзисторний стабілізатор напруги [23].

Стабілізатор з малим падінням напруги (англ. Low-dropout regulator) або LDO-регулятор — стабілізатор лінійної напруги, який може працювати з дуже невеликою різницею між вхідною і вихідною напругами. Перевагами низького падіння напруги є:

- нижча мінімальна робоча напруга,
- більший коефіцієнт корисної дії,
- нижча розсіювана потужність.

Зазвичай представляється у вигляді мікросхеми у корпусі з 3-ма виводами ( підключення вхідної напруги, вивід вихідної напруги, земля) та є позначка, яке значення випрямленої напруги отримаємо на виході. У випадку заданої поставленої задачі потрібно отримати з вхідної напруги +15В нижчу +5В. Тому не є важливим мали перепад між вхідною та вихідною напругами. Стабілізатори напруги працюють наступним чином. Якщо напруга на вході стабілізатора збільшиться, воно відразу передасться і на його вихід, що призведе до збільшення струму, що протікає до ключового транзистора [25].

При зменшенні вхідної напруги, навпаки, напруга UEB підвищиться, що спричинить за собою збільшення струму бази, зменшення опору переходу колектор-емітер і напруги на цьому переході. Приклад LDO-стабілізатора наведена на рис. 3.9.

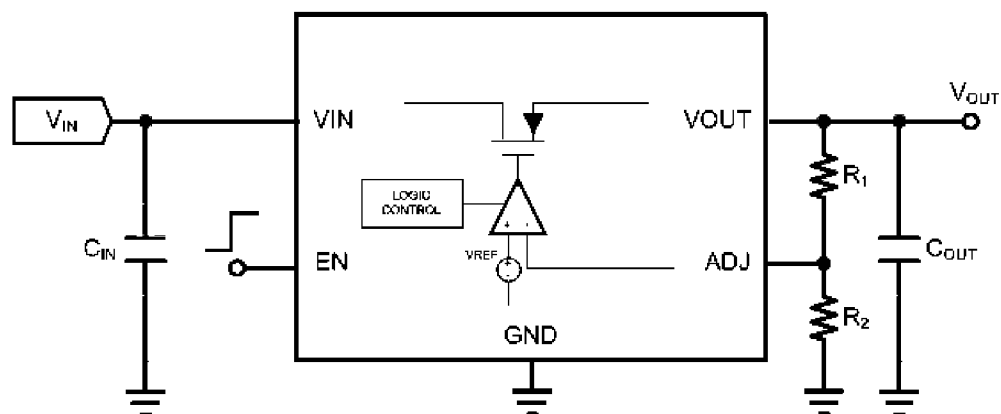


Рис.3.9 Схема LDO-стабілізатора.

Транзисторний стабілізатор у вигляді мікросхеми LM317 підійде для виконання завдання та наведений нижче на рис.3.10.

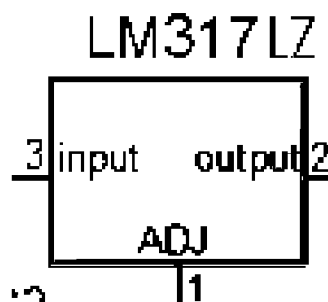


Рис.3.10 Мікросхема-стабілізатор LM317

Діодний міст, який використовуються у якості випрямлячів напруги з первинних обмоток трансформатора Tr1, повинний відповідати умовам напруги мережі та вище та струму не менше 5А. Після трансформації вхідної напруги з 220В до 20В, встановлені два діодних мости GBU6A з максимальною напругою 50В та струмом у 6А, кожен з яких під'єднаний до першої та другої вторинних обмоток відповідно.

Діодний міст VDS1 формує позитивну імпульсну напругу. Вона зображена на рис.3.11.

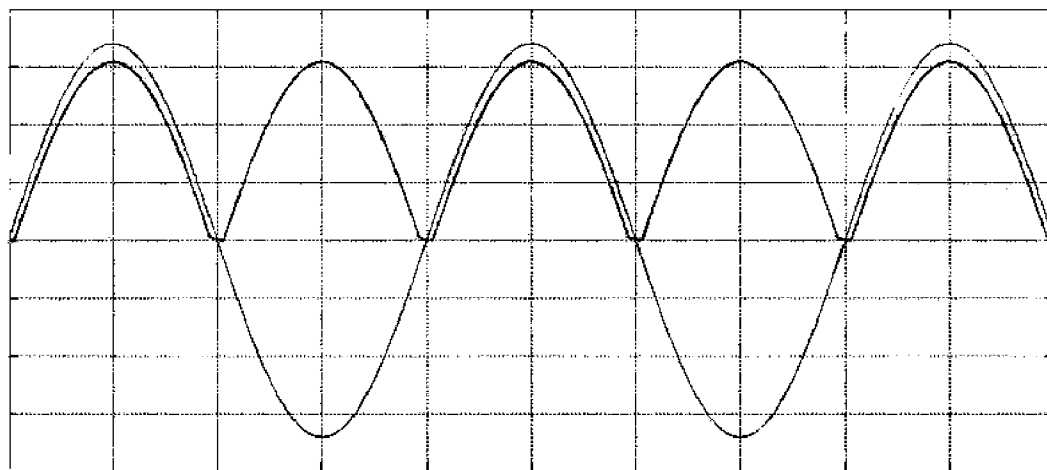


Рис3.11 Імпульсна напруга діодного мотету VDS1.

Діодний міст VDS2 формує аналогічну, тільки інвертовану імпульсну напругу.

На рис.3.12 зображена форма напруги діодного мосту VDS2.



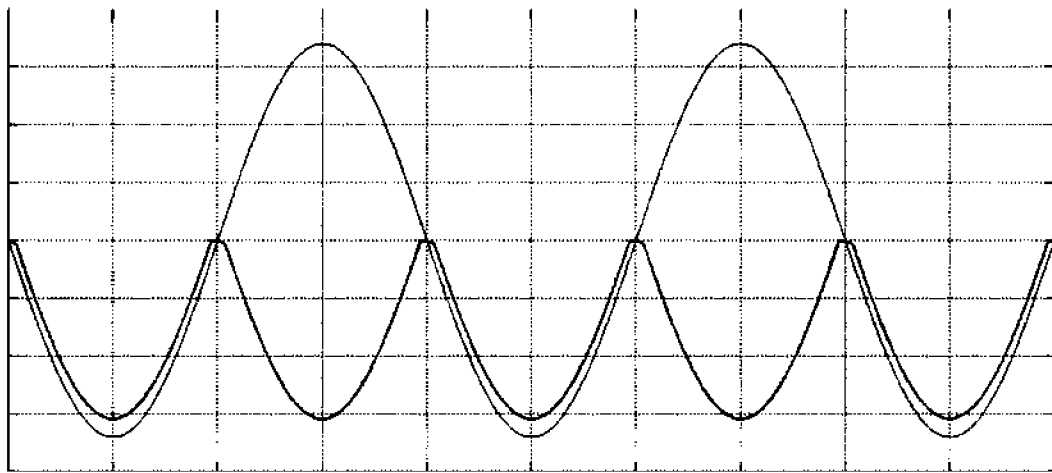


Рис.3.12 Імпульсна напруга діодного мотсту VDS2.

Мостовий випрямляч буде заряджати накопичувальний конденсатор C1 до напруги 310 В. Хоча існують герметизовані схеми-збірки мостових випрямлячів, призначені для таких напруг, безпечніше буде використовувати дискретні напівпровідникові діоди, так як це дозволить використовувати збільшені відстані між выводами і зменшить ризик випадково закоротити выводы випрямляча. [46] Тому прийнято рішення використовувати дискретні діоди, то слід використовувати швидкодіючі діоди з малим часом відновлення, такі, як RHRD4120 з прямим струмом в 4А або STTA512D (граничне значення зворотної напруги VRRM становить 1200 В) [27]. Ці діоди характеризуються як меншими значеннями струмів викиду, так і меншою їх тривалістю в порівнянні зі стандартними діодами з р-п переходами і, отже, меншим рівнем шумів. Максимальна робоча напруга на виході випрямляча напруги має становити 300 В, тоді як максимальна напруга на накопичувальному конденсаторі випрямляча складе 310 В. Отже можна допустити сумарне падіння напруги 10-25 В, викликане падінням напруги на самому стабілізаторі, напівпровідникових діодах і пульсацій напруги на конденсаторі. Якщо застосувати критерій, відповідно до якого для напруги пульсацій приймалося значення 5%, то величина напруги пульсацій складе приблизно 17 В. Але падіння напруги в 17 В за рахунок пульсацій буде набагато більше того значення від загальної величини в 25 В, що можна було б допустити з урахуванням додаткових падінь напруги на інших елементах. Тому доцільно зменшити це значення до 10 В. В силу цього,

ідеальним для використання виявився накопичувальний конденсатор з ємністю 220 мкФ і низьким значенням еквівалентного послідовного опору. Слід зазначити, що такий конденсатор, заряджений до 310 В запасе на своїх обкладинках значну енергію, тому при перевірці ланцюгів схеми з таким конденсатором треба проявляти особливо високу обережність [28].

Робота вхідного каскаду характеризується перетворенням джерела змінного струму мережі 220В 50Гц у випрямлену згладжувальну напругу на виході LC фільтру 310В. Також передумовлено живлення мікроконтролера stm32 за допомогою параметричного та лінійного стабілізатора напруги задля загального спрощення схеми. Недоліком даного рішення є потужність розсіювання на елементах параметричного стабілізатора напруги, як наслідок, нагріву цих елементів. [42]

Після вищевикладеного розглянемо схему стабілізатора та його складової частини - дільника напруги (рис. 3.13).

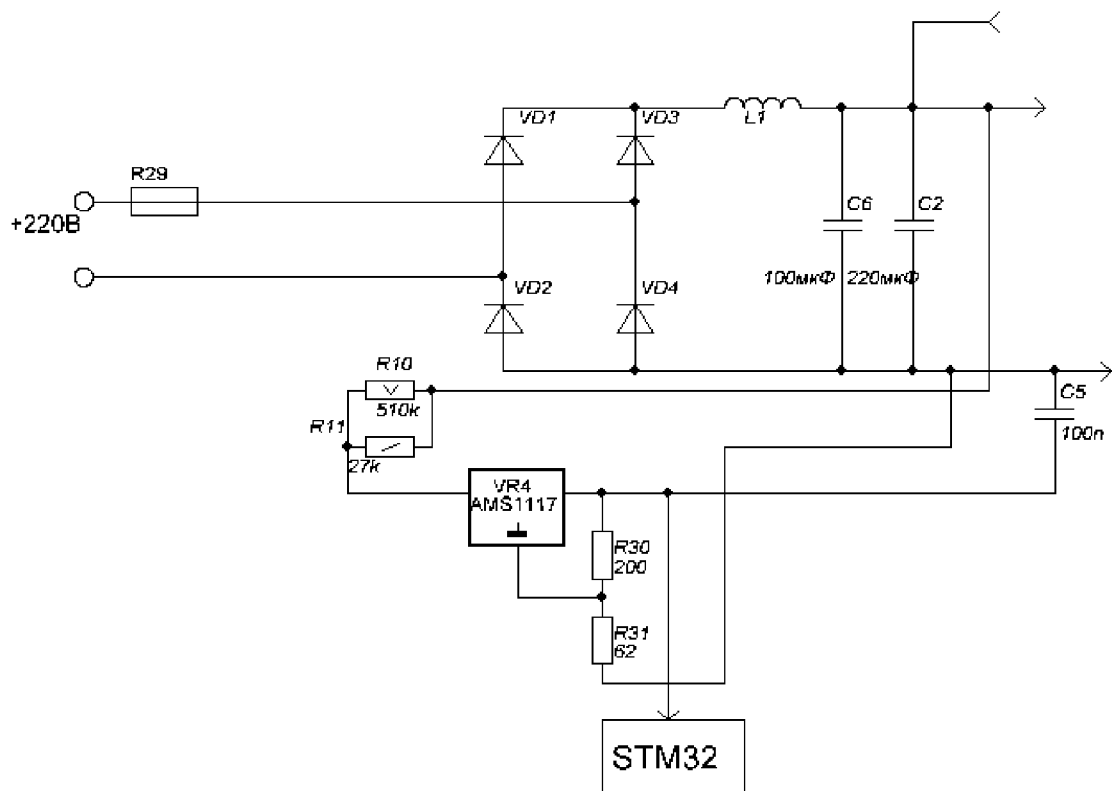


Рис.3.13 Вхідний каскад зарядного пристрою

Якщо по ланцюгу подільника (R30,R31) пропустити струм величиною 5 мА, то на нижньому резисторі падіння напруги має скласти приблизно 5 В, тому

знадобиться резистор з опором 62 Ом і потужністю розсіювання 0,25 Вт. Якщо замість цього резистора використовувати інший, наприклад, має опір 220 Ом і потужність розсіювання 0,01 Вт, то на цьому резисторі буде виділятися потужність всього 0,125 Вт, яка виявляється цілком допустимою. Далі, така заміна дає і інша перевага, що полягає в тому, що через те, що опір резистора верхнього плеча дільника має зрости, то еквівалентний опір Тевеніна також збільшиться, тому опціонально знадобиться конденсатор, який шунтує вихід на землю, з меншим значенням ємності. Так як ланцюг зміщення не споживає струм 5 мА (мінімальне значення струму навантаження, що забезпечує правильне функціонування інтегрального стабілізатора напруги 317 серії) , відсутність навантаження на виході стабілізатора напруги викличе збільшення вихідної напруги. Однак лампи, для яких здійснюється попередній підігрів катодів в режимі зниженого енергоспоживання, будуть завжди забезпечувати необхідне навантаження стабілізатора, а тому дана проблема не виявиться істотною.

Для живлення мікросхеми STM32 передбачено живлення в діапазонах напруг від 3.3В до 12В. Це пов'язано з тим, що в останньому встановлений адаптивний контролер перемикання живлення, що полегшує завдання напруги живлення та селективно відбирає режим роботи напруги живлення. Для отримання бажаної напруги живлення мікроконтролера 3.3В, встановлений лінійний стабілізатор мікросхема AMS1107.

### **3.3 Вибір випрямляча та фільтру**

Випрямляч в даній роботі представляє собою діодний міст, який перетворює змінну синусоїдальну напругу в імпульсну додатню. Діодний міст, що використовуються у якості випрямлячів напруги з первинного джерела, повинен відповідати умовам вхідної синусоїдальної напруги в межах 300В та струму не менше 5А. Був вибраний мережевий діодний міст GBU6A з максимальною напругою 350В та струмом у 6А. Також до складу випрямляча

входить фільтруючий конденсатор, який згладжує вихідні пульсації та випрямляє напругу.[34]

Комбінуючи котушки індуктивності і конденсатори, вдається побудувати фільтри, по-перше, більш високих порядків (порядок фільтра, як правило, дорівнює числу його реактивних елементів), т. е. мають більш круті схили АЧХ в смузі затримування, по-друге, що вносять значно менше загасання в смузі пропускання. В ідеальному випадку, коли котушки і конденсатори не мають втрат (їх добротність нескінченна), LC-фільтри взагалі не вносять втрат. [40,39,38]

Імпульсна напруга згладжується, коли проходить через LC-фільтр, який представляє собою дросель послідовно з'єднаний з фільтруючим конденсатором, який розраховується для двох ліній живлення. Ємність в мікрофарадах розряджається на резистор в мегаомах, час напіврозряду - в секундах.

На рис.3.14 зображена форма випрямленої напруги.

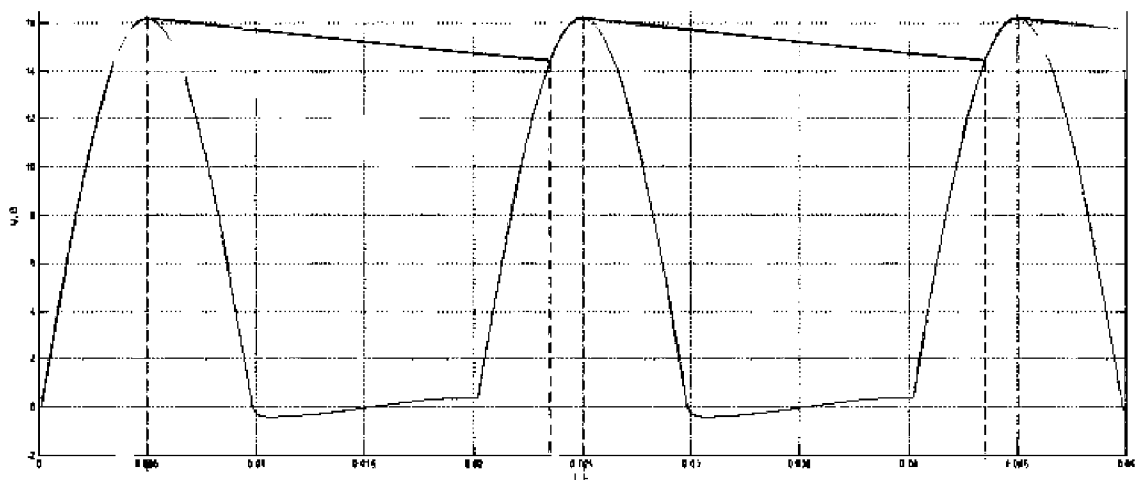


Рис.3.14. Випрямлена напруга.

Розрахуємо індуктивність дроселя L1 за наступною формулою:

$$L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1000}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,318 \text{ Гн} = 318 \text{ мГн},$$

де R - опір навантаження фільтра;  $f_c$  - частота роботи фільтра.[39].

Конденсатор 1000 мкФ розряджається на резистор 1 кОм, приблизно час напіврозряду - 1 сек. Для фільтра мережевого випрямляча (4 діода), ефективна частота мережі - 50 гц, частота пульсацій на конденсаторі 100 гц, час - 10 мілісекунд.

Для отримання на вищеописаному конденсаторі фільтра пульсацій 50% від напруги при навантаженні 10 Ом досить конденсатора 1000 мкФ. Для отримання менших пульсацій - треба збільшити ємність (в рази). Але оскільки згладжувальна напруга поступатиме на транзисторний стабілізатор напруги, вказаної ємності буде достатньо для отримання згладжувальної напруги на вході стабілізатора.

Вихідні параметри при розрахунку випрямляча:  $U_n$  необхідна напруга на навантаженні, яка, як правило, дорівнює напрузі на виході фільтра випрямляча  $U_o$ , і  $I_n$  - максимальний струм, споживаний навантаженням. Від цих даних, які визначаються конкретним радіотехнічним пристроєм, залежить вибір діодів для випрямляча, потужність мережевого трансформатора і числа витків в його вторинної та первинної обмотках.

Змінна напруга на вторинній обмотці трансформатора ( $U_{II}$ ) підраховують за формулою:

$$U_2 = A \cdot U_n.$$

Ємність фільтруючого конденсатора  $C_\phi$  в мкФ визначають за формулою:

$$C_\phi = \frac{3200 \cdot I_n \cdot K_{II}}{U_n},$$

де  $K_{II}$  – абсолютний коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, що характеризує відношення амплітудного значення змінної складової частотою 100 Гц на виході випрямляча до середнього значення випрямленої напруги.

Чим більше ємність фільтруючого конденсатора і менше струм, споживаний навантаженням, тим менше пульсація випрямленої напруги. Для більшості транзисторних конструкцій допустять коефіцієнт пульсації напруги живлення  $K_{II} = 0,01$ . Номінальна напруга фільтруючого конденсатора не повинна

бути менше напруги на виході випрямляча, інакше він може виявитися пробитим більш високою напругою.

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги:

$$K_{II} = 1 - \frac{U_{n\min}}{U_{n\max}},$$

де  $U_{n\min}$ ,  $U_{n\max}$  мінімальні та максимальні значення відхилення випрямленої напруги. Значення напруги мережі змінного струму коливаються у межах +10, - 15%, тобто 187В...242В, а отже і на вторинних обмотка схеми, де напруга складатиме 20В, відхилення значень відповідно 17В...22В. Тоді коефіцієнт пульсацій дорівнює:

$$K_{II} = 1 - \frac{17}{22} = 0.227.$$

Знаючи коефіцієнт пульсацій розраховуємо ємність конденсатора:

$$C_{\phi} = \frac{3200 \cdot 4 \cdot 0.227}{15} = 368.5 \text{ мкФ}.$$

Ємнісний опір конденсатору знаходиться за формулою:

$$x_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 368.5 \cdot 10^{-6}} = 3.288 \text{ Ом}.$$

З отриманих результатів вибираємо 2 електролітичних конденсатори на 100 та 220 мкФ/400В.

### **3.4 Розрахунок імпульсного блоку живлення та вибір магнітопроводу**

Магнітопровід представляє собою систему трансформатора, по якій замикається основний магнітний потік.

Одночасно магнітопровід служить основою для установки і кріплення обмоток, відводів, перемикачів та інших деталей активної частини трансформатора.

Магнітопровід збирають з окремих тонких пластин електротехнічної сталі, ізольованих один від одного плівкою спеціального жаростійкого покриття або

лаку. Жаростійке покриття зазвичай наносять безпосередньо на металургійному заводі, виготовляючому сталь; плівку лаку - на трансформаторному заводі після різання (штампування) пластин [24].

Лінії по переробці виконують двох типів: стрижневого і броньового.

Генерація потужних імпульсів сучасних параметрів неможлива без застосування високовольтних імпульсних трансформаторів. Отримана форма вихідних імпульсів багато в чому визначається властивостями ІТ, особливо при великому коефіцієнті трансформації. Застосування вихідних підвищують ІТ дозволяє різко скоротити габарити, вага і вартість генеруючих пристроїв [3], хоча і негативно впливає на форму квазіпрямоугольних імпульсів, збільшуючи відносні тривалості фронту, зрізу і нерівномірність вершини. У зв'язку з цим величина коефіцієнта трансформації сучасних вихідних ІТ при тривалості імпульсів в одиниці і десятки мікросекунд зростає до 10 - 20 і більше. У магнітопроводі стрижневого типу (рис. 3.15, а) вертикальні стрижні 1 мають ступеневе січення, які вписується в коло.

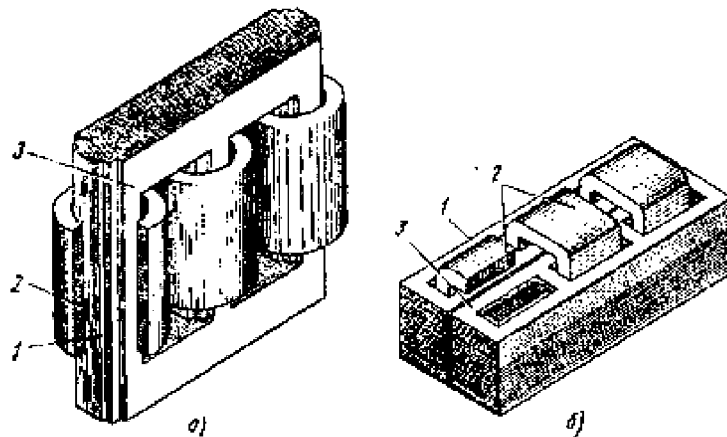


Рис.3.15 Основні типи конструкцій магнітопроводів

а - стрижневий; б - броньовий; 1 - стрижень; 2 - обмотки; 3 – ярмо.

На них розташовані обмотки 2 циліндричної форми. Частини магнітопроводу, що не мають обмоток і що використовуються для утворення замкнутого кола, називають ярмами.

Два трансформатори реалізовані у вигляді однієї первинної обмотки та однієї вторинної для додатної та від'ємної складових напруг.

Основна особливість трансформаторів імпульсного типу характерна тим, що на них подаються імпульси з постійною складовою струму, тому магнітопровід перебуває у стані підмагнічування, при чому постійного.[9] Схема підключення імпульсного трансформатора ідентична до силового. Її підключення можна побачити на рис.3.16

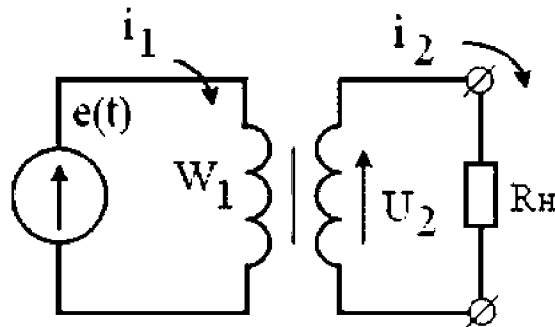


Рис.3.16 Підключення імпульсного блоку живлення

На первинну обмотку поступають імпульси, подібні до прямокутної форми, інтервал між кожним з них досить короткий. В наслідок цього збільшується індуктивність під час інтервалу  $t_u$ , який показаний на діаграмі рис. 3.17. Через зростання індуктивності на обмотках трансформатора спостерігається спад на інтервалі  $(T - t_u)$ .

Перепади індукції проходять зі швидкістю, яку можна виразити через постійну часу по формулі:  $\tau_p = L_0 / R_n$ . Коефіцієнт, характеризуючий залежність різниці індуктивного перепаду, визначається наступним виразом:

$$\Delta B = B_{\max} - B_r,$$

Де  $B_{\max}$  - рівень максимального значення індукції;  $B_r$  - залишковий рівень значення індукції первинної обмотки трансформатора.

Різницю індуктивності можна спостерігати на петлі гістерезиса, відображуючим зміщення робочої точки в магнітопровідному контурі імпульсного трансформатора.



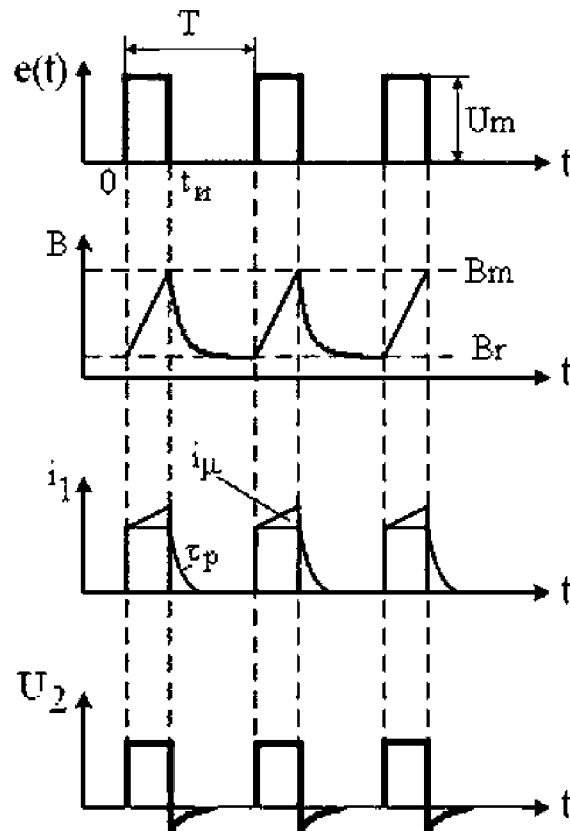


Рис.3.17 Часова діаграми імпульсного блоку живлення, яка характеризує його роботу[37]

Графік зміщення робочої точки магнітопровідному контурі наведено на рис. 3.18, який демонструє, що вторинна обмотка має рівень напруги  $U_2$  і видно, що тут присутні зворотні викиди.

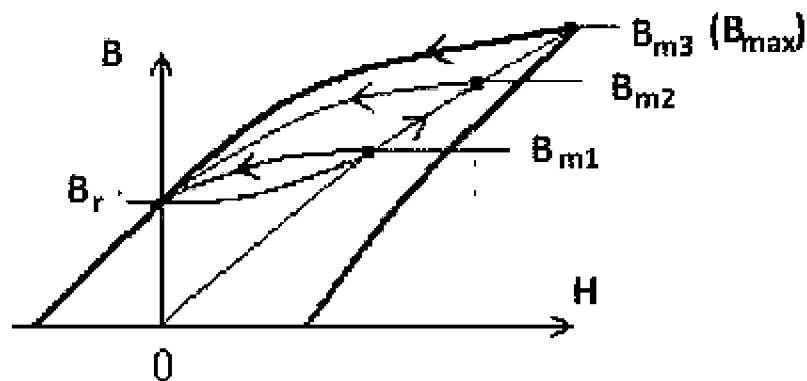


Рис. 3.18 Графік зміщення робочої точки магнітопровідному контурі.

Так предствляє себе енергія, накоплена в магнітопроводі, залежна від намагнічування. Імпульси струму, який проходить через первинну обмотку,

відрізняються трапеційдальною формою, оскільки струми навантаження та лінійні додаються (останні визванні підмагнічуванням осердя трансформатора) [29].

На принциповій схемі (додаток А) імпульсний трансформатор TP1 підключений первинною обмоткою до вхідного фільтра C1,C2 випрямляча та снаберного ланцюга RSC типу, що спрацьовує при утворенні викидів напруги первинної обмотки, нижнім виводом підключений до ключового, керуючого параметрами роботи, транзистора VT1. Вторинна обмотка під'єднана до випрямного діоду VD6. Трансформатор TP2 оберненим до TP1, на первинній обмотці потенціал 5В, на вторинній - 310

Рівень напруги в діапазоні від 0 до  $t_u$  залишається незмінним, його значення можна врахувати, скориставшись формулою:

$$U_m = \frac{d\psi}{dt} = W_1 \frac{d\Phi}{dt} = S \cdot W_1 \frac{dB}{dt}.$$

При цьому  $\psi$  - параметр потокощеплення;  $S$  – величина, виображаюча січення магнітопровідного осердя.

Оскільки похідна, яка характеризується зміною струму, який проходить через первинну обмотку, є постійною величиною, збільшення рівня індуктивності в магнітопроводі буде проходити лінійно. Виходячи з того, отримаємо

$$U_m = S \cdot W_1 \frac{\Delta B}{\Delta t}.$$

Друга по важливості величина, яка характеризує роботу імпульсного трансформатора – перепад індукції. На неї впливають такі параметри як січення та магнітна проникність осердя магнітопроводу, а також числа витків в обмотках:

$$L_0 = \frac{W_1^2 \cdot S \cdot \mu_a}{l_{cp}};$$

$$\mu_a = \frac{B_m - B_r}{H_m} = \frac{\Delta B}{H_m},$$

Де  $L_0$  - перепад індукції;  $\mu_a$  - магнітна проникність осердя;  $W_1$  - число витків первинної обмотки трансформатора;  $S$  – площа січення осердя;  $l_{cp}$  - довжина осердя;  $B_r$  - величина залишкової індукції;  $B_{max}$  - максимальне значення індуктивності;  $H_m$  - максимальна напруженість магнітного поля.

Враховуючи, що параметр індуктивності трансформатора повністю залежний від магнітної проникності осердя, то при розрахунку необхідно виходити з параметрів максимального значення  $\mu_a$ , який показує крива намагнічування, тому бажано рівень залишкової індуктивності у вибраного матеріала осердя повинен бути мінімальним.

Оскільки імпульсний блок живлення буде працювати на частоті до 100кГц, достатнім буде використання матеріалу осердя з електростатичної сталі. В якості типу трансформатора був вибраний тороїдальний, він характеризується простотою конструкції та відносно невеликою собівартістю. В принциповій схемі представлені два ідентичні імпульсні трансформатори, то ж розрахунок одного буде ідентичним до 2-го.

Вихідні параметри, необхідні для виконання розрахунків імпульсних трансформаторів:  $P_2$  (Вт) - імпульсна потужність;  $U_1$  (В) - імпульсна напруга;  $R_i$  (Ом) - опір джерела;  $t_i$  (с) - час тривалості імпульсу;  $f_n$  (Гц) - частота руху імпульсів;  $\lambda = 0,04$  коефіцієнт спотворення верхньої, прямої частини прямокутного імпульсу

Розрахуємо рівень потужності імпульсного блоку живлення, скориставшись формулою:

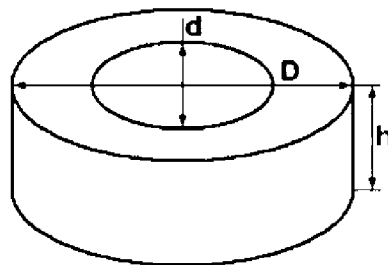
$$P = 1,3 \cdot P_n = 1,3 \cdot 12 \cdot 5 = 60 \text{ Вт}.$$

При чому сумарна потужність для двох трансформаторів, працюючих одночасно на навантаження буде рівною 120 Вт, оскільки останнє представлене у вигляді 2-х елементів накопичення енергії. [31,33].

Значення  $P_n$  відображає, скільки потужності може використати навантаження. Розрахуємо габаритну потужність, яка зазвичай не менше потужності навантаження:

$$P_{\text{гб}} = \frac{S_c \cdot S_0 \cdot B_{\text{max}} \cdot f}{150},$$

де  $S_c$  - площа перерізу тороїдального осердя;  $S_0$  - площа вікна осердя (показано на рис.3.19);  $B_{\text{max}}$  - максимальний пік індукції, яка залежить від того, яка вмарка феромагнітного матеріала використовується);  $f$  - параметр, характеризуючий частоту, з якою перетворюється напруга.



$$S_c = \frac{(D - d) \cdot h}{2} \quad S_0 = \frac{\pi \cdot d^2}{4}$$

Рис. 3.19 Основні параметри тороїдального осердя

Або можна скористатись формулою розрахунку габаритної потужності, наближеної до минулої:

$$P_{\text{гб}} = \frac{P_n}{\eta} = \frac{60}{0.92} = 66 \text{ Вт},$$

де  $\eta$  - ККД трансформатора, який вибраний з табличних значень в ряду габаритних значень потужностей.

Розрахуємо площу поперечного перерізу осердя за наближеною формулою:

$$S = 1,2 \cdot \sqrt{P_{\text{гб}}} = 1,2 \cdot \sqrt{66} = 9,7 \text{ см}^2.$$

Вибираємо габарити осердя за формулою:

$$S = \frac{D - d}{2h}.$$

Найбільш вірогідний та наближений тип осердя - ОЛ50/80 – 40; Площа його перерізу рівна:

$$S = \frac{10-5}{2 \cdot 4} = 9 \text{ см}^2 - (\text{наближений до розрахункового}).$$

Виходячи з розрахунків, вибираємо осердя з трансформаторної сталі Е320, кількість витків визначаємо з співвідношення:

$$w_1 = \frac{33.3}{S} = \frac{33.3}{9} = 3,7 \text{ витків на 1 вольт.}$$

Визначимо кількість витків первинної обмотки за наступною формулою:

$$W_1 = \frac{10^4 \cdot U_1 \cdot 0.25}{B_{\max} \cdot f \cdot S_c},$$

або скористатись наближеною формулою:

$$W_1 = w_1 \cdot U_1 = 3,7 \cdot 310 = 1147 \text{ витків.}$$

$$W_2 = w_1 \cdot U_n = 3,7 \cdot 5 = 18,5 = 19 \text{ витків}$$

З огляду на те, що в трансформаторах з тороїдальним осердям спостерігається малий магнітний потік розсіювання, падіння напруги в обмотках визначається за допомогою активного опору. Значення падіння напруги в котушках трансформатора тороїдального типу набагато менше, ніж цей параметр для бронестержневих трансформаторів. Для того, щоб компенсувати втрати у вторинній обмотці збільшують число витків на 3%.

$$W_2 = 19 \cdot 1,03 = 20 \text{ витків.}$$

Знаходимо діаметр провіда обмотки:

$d_1 = 1,33 \cdot I_1$ , де  $I_1$  - струм первинної обмотки, який можна розрахувати по формулі:

$$I_1 = 1,1 \cdot \frac{P_{\text{об}}}{U_1} = \frac{66}{300} = 0,22 \text{ А.}$$

$$\text{Тоді } d_1 = 1,33 \cdot 0,22 = 0,2926 \text{ мм.}$$

Знаходимо відповідний діаметр провідника, беремо в бік збільшення (0,31мм).

Розрахунок діаметра вторинної обмотки можна розрахувати за наближеною формулою:

$$d_1 = \frac{I_n}{J}, \text{ де } J - \text{ щільність струму - табличне значення береться відповідно}$$

від потужності навантаження, показане у табл. 3.1 [10].

Таблиця 3.1

Конструкция магнитопровода	Плотность тока J, [а/мм кв.] при Pвых, [Вт]				
	2-15	15-50	50-150	150-300	300-1000
Кольцевая	5-4,5	4,5-3,5	3,5	3,0	

Відповідно, спираючись на табличні значення, бачимо, що при розрахованій потужності навантаження в 60Вт підпадає значення 4,5 А/мм кв.

Тоді:

$$d_1 = \frac{5}{4,5} = 1,1 \text{ мм}.$$

### 3.5 Вибір запираючих транзисторів на зарядному та розрядному перетворювачах

В даній схемі роль даного ключа є перемикання між запасуючими енергію елементами, яку виконує польовий n-канальний транзистор з обмежувальним резистором. Схему включення зображено на рис. 3.20.

Для визначення схеми потрібно розрахувати резистори, струми та напруги в транзисторі.

При перемиканні ключового транзистора VT1 на первинній обмотці трансформатора запасується індуктивність розсіювання. При відкритті ключа енергія, накопичена в індуктивності розсіювання, не передається у вторинну обмотку, приводячи до виникнення високовольтних сплесків в первинній обмотці трансформатора і в ключі.[12]

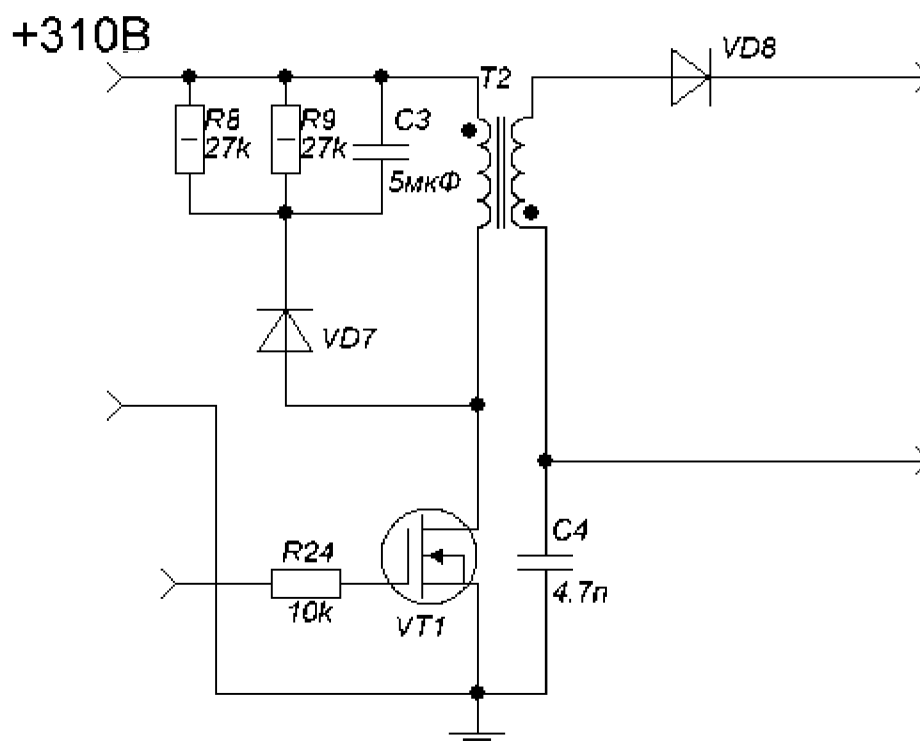


Рис 3.20 Схема включення ключового транзистора.

Крім того, ця енергія викликає високочастотний коливальний процес в контурі, що складається з ефективної ємності відкритого ключа, індуктивності первинної обмотки і індуктивності розсіювання трансформатора. Тому при підборі ключового транзистора слід врахувати таку характеристику як максимальна імпульсна напруга. [11].

В якості VT1 за параметрами напруги, струму та частоти роботи вибираємо транзистор 10NK60Z, у якого коефіцієнт підсилення 1000, максимальна імпульсна напруга – 700В; потужність – 115Вт, струм – 10,5 А, внутрішній опір 0.007Ом. [7]

В якості VT2 Вибираємо транзистор STP60NF06 (60В, 6А, 0,014Ом), який має коефіцієнт підсилення 100.

### 3.6 Розрахунок ланцюга подавлення викидів від індуктивності розсіювання

В даному випадку розглядається ланцюг снабер, подавляючий всплески напруги від дроселя T1/T2 при перехідних процесах на останніх. Оскільки вихідний ланцюг знаходяться під високим потенціалом щодо корпусу технологічного обладнання, цей факт вимагає використання спеціальної конструкції розділового трансформатора в перетворювачі, в даному випадку високочастотного дроселя, яка забезпечить необхідну електричну ізоляцію між первинною і вторинною обмотками трансформатора і відповідно між вхідними та вихідними ланцюгами джерела живлення. На рис.3.21 показане включення снаберного ланцюга разм з дроселем T1.

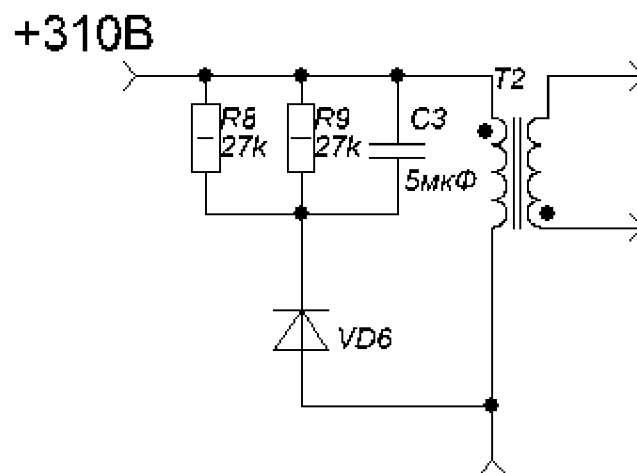


Рис.3.21 Ланцюг подавлення викидів від індуктивності розсіювання

Однак конструкція трансформатора з підвищеною електричною ізоляцією між обмотками неминуче веде до погіршення магнітної зв'язку між ними внаслідок істотних рівнів полів розсіювання, що виражається таким поздовжнім паразитним параметром трансформатора, як індуктивність розсіювання. Цей параметр визначає індуктивний опір і працює послідовно з навантаженням в схемі заміщення трансформатора. Чим вище частота перетворення і чим більше індуктивність розсіювання, тим більше вплив індуктивного опору, включеного послідовно з навантаженням, що, безумовно, впливає на процеси передачі енергії в перетворювачі.

При максимальній вхідній напрузі 264VAC (372VDC) напруга на стоці силового ключа буде близька до максимальної допустимої. Конденсатор C2



повинен мати достатньо велику ємність що б пульсації на ньому були невеликі, але і вище певної межі вибрати цей конденсатор немає ніякого сенсу, збільшуються габарити і ціна. У нашому випадку цілком розумним буде вибрати C2 як керамічний конденсатор розміру 1206 0.05 $\mu$ F, 500V. Оцінити пульсації на ньому можливо в разі використання швидкого діода демпфера - але за великим рахунком вони і не такі істотні. Без урахування часу відновлення зворотного опору діода D5 пульсації на C2 будуть:

$$\Delta U_{C2} = \frac{I_{CH}}{C_{C2} \cdot f}.$$

Занадто маленький C2 призводить так само до додаткових коливань в резонансному контурі C2 + індуктивність розсіювання трансформатора - і частоту цього контуру хотілося б мати якомога більше.

Доцільніше, замість використання RCD демпфера з «швидким» діодом використовувати TVS, оскільки втрати енергії будуть практично тими ж самими, а напруга буде зафіксована набагато жорсткіше. Тому в нашому випадку будемо використовувати відносно «повільний» діод з максимальним часом відновлення 2.5ms S1J, і підберемо опір резистора R8 таким чином, що б при максимальному перевантаженні (з урахуванням розкиду компонентів і параметрів) напруги не перевищувало 310V. В нашому випадку R8 = 75K.

Потужність, що розсіюється на ньому, складе:

$$P_{R3} = \frac{V_{CL}^2}{R8} = 645mW.$$

Логічно використовувати 2 послідовно з'єднаних резистора розміру 1206, оскільки крім розсіювання потужності напруга VCL є великою для одиночного резистора 1206. Доцільно використати 2 послідовно з'єднаних резистора 1206 27K 5% 1Вт. Коли використовуємо «повільний» діод в демпфері, треба приділяти особливу увагу режимам з малим струмом навантаження, коли через занадто малого часу передачі енергії в навантаження конденсатор C2 буде заряджатися струмом намагнічування, викликаючи сильне нагрівання силового ключа і трансформатора, тому дуже важливо в демпфері використовувати діоди

з нормованим часом відновлення. При роботі перетворювача на частоті 50 кГц частота відновлення діода повинна бути не більше 200 мкс, був вибраний діод 1n4007.

### 3.7 Вибір конденсатора подавлення завад

З точки зору працездатності самого перетворювача вибір ємності конденсатора подавлення завад передбачає підвищену електричну надійність. Тому на перший план виходять інші обмеження. У разі мережевого джерела живлення цим обмеженням є вимоги стандартів електробезпеки. У цьому випадку в якості C10/C11 стандартами дозволяється використовувати виключно сертифіковані конденсатори («Class Y1»). Максимальна ємність - 4.7nF, що відповідає максимально допустимому струму витoku з мережі до споживача. Бажано мати мінімально можливий імпеданс для ланцюга повернення паразитного струму через міжобмоточну ємність трансформатора. Тому для заданої потужності до 100Вт використовується конденсатор C11 ємністю 4.7nF. У нашому випадку вибраний конденсатор фірми Epcos Class Y1 B81123-C1472.

Конденсатор C11 повинен підключатися якомога ближче до трансформатора, і провідниками з мінімальною індуктивністю.

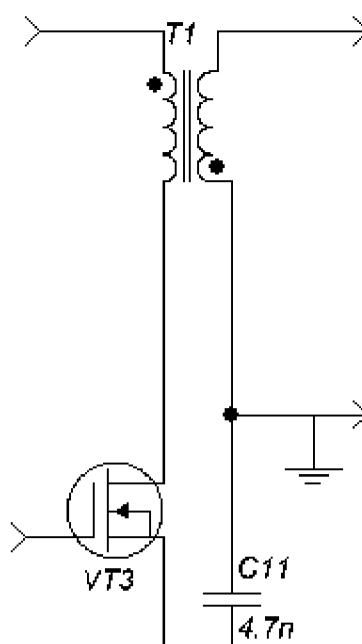


Рис.3.22 Включення завадостійкого високовольтного конденсатора С11

Адже його ємність плюс паразитна ємність трансформатора разом з індуктивністю провідників утворює надзвичайно високодобротний, легко генеруючий високочастотні коливання при проходженні паразитного імпульсного струму. Тому конденсатор був приєднаний на максимально розвинені полігони, під'єднані до датчика струму первинної сторони, і до заземленого кінця трансформатора на вторинній стороні, як це було реалізовано на рис.3.22.

## 4. РОЗРОБКА СТАРТАП ПРОЕКТУ

### 4.1 Опис ідеї проекту

В табл. 4.1. наведено опис ідеї стартап - проекту

Таблиця 4.1.

Опис ідеї стартап - проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування		Вигоди для користувача
Створення комбінованого зарядного пристрою для навантаження у вигляді суперконденсатора, з'єднаним з акумулятором, головною особливістю якого є режим заряджання реверсивним струмом для збільшення строку експлуатації автономних елементів живлення.	1. Енергозабезпечення електроніки в транспортних засобах;		Надійна експлуатація комбінованих акумуляторних батарей зі збільшеним строком служби;
	2. Військові технології;		Системи аварійного енергозабезпечення;
	3. Громадський транспорт;		Система енергозабезпечення електрифікованих транспортних засобів при відімкненні останніх від мережі живлення.

### 4.2 Зацікавлені сторони проекту

Зацікавлені сторони проекту та оцінка їх важливості та зацікавленості зібрані у табл. 4.2.

Таблиця 4.2.

Група зацікавлених осіб	Інтереси групи в проекті	Умови довгого співробітництва з проектом	Важливість	Зацікавленість
Внутрішні зацікавлені сторони проекту				
Розробник проекту	Виконання проекту; Досягнення цільових показників проекту	Подальший розвиток проекту; Приток інвестицій	Висока (10)	Висока (10)
Команда керування проектом	Досягнення цільових показників проекту; Подальший розвиток технологій проекту	Подальший розвиток проекту; Приток інвестицій; Збільшення особистого доходу	Висока (9)	Висока (9)
Інвестори проекту	Отримання зазначених доходів від участі в проекті; Подальший розвиток проекту; Досягнення цілей	Збільшення прибутку від інвестицій; Вигідніші умови підтримки проекту	Висока (8)	Висока (8)

Внутрішньо – корпоративні зацікавлені сторони проекту				
Менеджмент проекту	Розвиток проекту; Збереження притоку робочих місць;	Приріст робочих місць; Можливість кар'єрного росту; Реклама	Висока (8)	Середня (5)
Акціонери	Приріст доходності; Ріст загальної вартості проекту	Збільшення вартості проекту	Висока (9)	Висока (9)
Побічні співробітники	Кар'єрний ріст	Кар'єрний ріст	Середня (5)	Висока (8)
Зовнішні зацікавлені сторони проекту				
Люди, що експлуатують елементи живлення	Використання пристрою проекту для оптимізації та покращення процесів відновлення властивостей акумуляторної батареї	Розвиток технологічного фону	Нижче середнього (4)	Висока (9)
Юридичні особи, що експлуатують великогабаритну автономну техніку	Використання продукту проекту для спрощення умов технічного забезпечення;	Розвиток проекту	Нижче середнього (4)	Висока (9)

Продовження табл. 4.2.

Заводи	Комплектація та устаткування вироблених комбінованих джерел живлення з новітнім пристроєм заряджання	Покращення старих технологій методами внесення змін у проект	Нижче середнього (4)	Середня (6)
Приватні особи та ентузіасти	Використання продукту в нецільових умовах та в умовах, комбінований елемент живлення втратив своїх властивості зберігання енергії	Підтримка продукту і пошук нових цілей використання, відновлення процесів в АКБ	Нижче середнього (4)	Висока (9)

### 4.3 Аналіз зацікавлених сторін проекту

Як видно з табл.і 4.2 розділу 4., зацікавлені сторони були розділені на 3 основні групи:

#### 1.Внутрішні зацікавлені сторони проекту.

Тут зібрані особи, що власне беруть участь в розвитку проекту, його підтримці, управлінням модернізації і адаптації під ринок та клієнтів. Це є люди, яким важлива прибутковість проекту, люди, які керують проектом, люди які його підтримують та розвивають.

#### 2. Внутрішньо – корпоративні зацікавлені сторони проекту

Ця група має безпосереднє відношення до проекту, тому як вони є його розробниками, тестувальниками і імплементаторами. Ця група має не менш

серйозне відношення до проекту, проте без них його існування та подальший розвиток неможливі.

### 3. Зовнішні зацікавлені особи.

Це всі, хто зацікавлений саме у отриманні безпосередньо користі від використання проекту. Ці люди є його користувачами, і на практиці отримують користь від функцій, що виконує проект, наприклад оптимізацію процесів, чи безпосередньо прибуток від використання. Також ці люди можуть бути тестовим полігоном, а також генератором пропозицій нового набору функцій, тощо.

## 4.4 Опис наукового проекту та технології

Науковим продуктом у рамках даної роботи є зарядний пристрій для комбінованого джерела енергії, який складається з літієвого АКБ та суперконденсатора.

Наукова новизна даного методу полягає в тому, що реалізовано заряджання літієвого АКБ у складі комбінованого джерела енергії реверсивним асиметричним струмом, головною ознакою якого є збільшення циклів заряду/розряду акумулятора. Хоч існують пристрої, які реалізують заряд асиметричним струмом, але вони налаштовані на роботу з кислотними акумуляторами, де присутня сульфітація електроліту та частіше за все не піддаються реверс-інжинірингу, тобто перепрошивці задля отримання спеціалізованих вихідних параметрів напруги/струму. Дана розробка виконує послідовний заряд супер-конденсатора та літієвого АКБ двома режимами заряджання: імпульсним струмом, номіналом до 4.5А при напрузі до 5В; змінним асиметричним струмом в режимі тренування батареї задля відновлення кристалів електроліту літієвого АКБ та усунення окиснень на електродах суперконденсатора у складі комбінованого джерела енергії.

Для реалізації методу на абстрактному рівні виділено декілька стадій:

- Аналіз різних підходів заряджання комбінованих джерел енергії;



- Аналіз існуючих технічних засобів на достатність для реалізації поставленої задачі;
- Тестування апаратної системи з існуючими методами та модульне тестування окремих систем;
- Написання тестової платформи ;
- Збір реальних даних та порівняння їх з критеріями потенційного корисного використання;
- Усунення недоліків, якщо це можливо, базуючись на отриманих даних з тестової платформи зарядного пристрою для суперконденсатора.

#### **4.5. Резюме продукту**

Результатом роботи буде пристрій та документація до нього, даний пристрій допоможе ліквідувати окиснення електродів АКБ, відновлення реакцій обміну в кристалах електроліту суперконденсатора, збільшення площі контакту електрода, а отже, збільшення кількості активних елементів в кристалі.

#### **4.6 Опис продукту**

Створення комбінованого зарядного пристрою для навантаження у вигляді суперконденсатора, з'єднаним з акумулятором, головною особливістю якого є режим заряджання реверсивним струмом для збільшення строку експлуатації автономних елементів живлення.

#### **4.7 Конкурентні переваги**

Серед основних критеріїв у конкурентоздатності є:

- Унікальність і універсальність розробки;
- Раціоналізація і оптимізація існуючих рішень;
- Прогресивність технології;

- Прогресивність технологічних процесів та обладнання;
- Науковий рівень системи;
- Розширення функціоналу для вирішення проблеми зі зменшенням собівартості забезпечення ресурсів для цього.

Загальні переваги проекту:

- Науковий потенціал в контексті розвитку і дослідження методу заряджання;
- Здешевлення або заміна потрібних ресурсів при вирішенні проблеми побудови пристрою;
- Можливість динамічного оновлення прошивки;
- Унікальність розробки.

Унікальна цінність пропозиції (наукового продукту). Як вже згадувалося раніше, подібних рішень існує небагато і більшість з них або аналогові, або мають дорогу апаратну реалізацію. Програмних реалізацій даного методу не існує в комерційній експлуатації.

## **4.8 Доходи і витрати**

### **Витрати**

Для прийняття рішення щодо інвестиційного проекту всі витрати, пов'язані з його здійсненням, необхідно розподілити на інвестиційні та виробничі.

Загальна сума витрат на здійснення проекту включає:

- Витрати на формування основного капіталу містять початкові і поточні інвестиції;
- Витрати на формування оборотного капіталу;
- Виробничі витрати.

Всі інвестиційні потреби підприємства можна поділити на три групи:

- Прямі інвестиції - безпосередньо необхідні для реалізації інвестиційного проекту;

- Супутні інвестиції - вкладення в об'єкти, безпосередньо технологічно які пов'язані із забезпеченням нормальної експлуатації;

- Інвестування виконання науково-дослідних робіт.

До складу початкових інвестицій відносяться:

- Витрати на передінвестиційні дослідження, проведення дослідницьких і конструкторських робіт, на розробку проектних матеріалів, на робоче проектування і прив'язку проекту;

- Витрати на придбання та оренду потужностей, включаючи вартість підготовки до освоєння;

- Витрати на придбання та доставку машин, обладнання, інструменту та інвентарю, в тому числі імпорتنих;

- Витрати на приймально-здавальні випробування;

- Витрати на пусканалагоджувальні роботи, комплексне освоєння проектних потужностей і досягнення проектних техніко-економічних показників;

- Витрати на придбання патентів, ліцензій, ноу-хау, технологій та інших амортизаційних нематеріальних активів;

- Витрати на підготовку кадрів для об'єктів, що вводяться в дію;

- Одноразові виплати, зокрема гарантує і страховим організаціям;

- Витрати, що виникають при створенні та реєстрації фірми (оплата юридичних послуг зі складання установчих документів, витрати на реєстрацію фірми і оформлення прав власності;

- Витрати на підготовчі дослідження не враховано в кошторисної вартості об'єкта;

- Витрати, пов'язані з діяльністю персоналу в період підготовки виробництва (оплата праці, витрати, утримання приміщень, автомобілів, комп'ютерів та іншого обладнання), не враховані в кошторисної вартості об'єкт.

Висновки по витратам:

Вартість проекту = ціна проектування + ціна розробки + активна підтримка і доопрацювання після впровадження + плата за компоненти та сервіси + реклама і просування. На рис. 4.1. схематично зображено 2 етапи витрат.

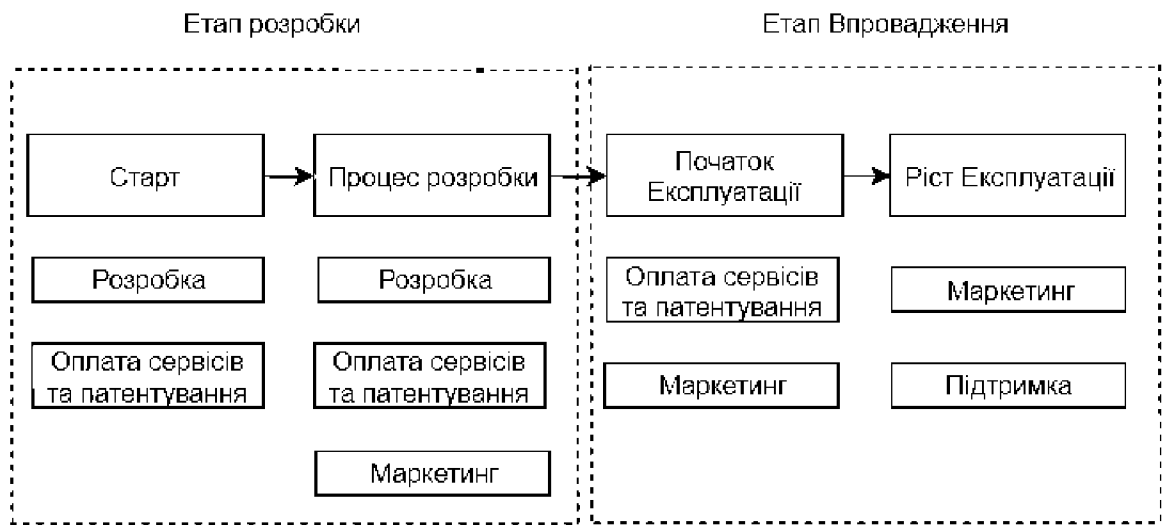


Рис. 4.1. Види витрат на проект на різних етапах.

## Доходи

Основними джерелом доходу будуть кошти з продажу даного пристрою. Загальну дохідність проекту в майбутньому буде прийнято рахувати метриками доходності, такими, як:

1. Bookings (замовлення);
2. Revenue (дохід);
3. TCV — Total Contract Value (загальна вартість контракту при оренді);
4. LTV — Life Time Value (тотальна цінність);
5. Unearned or Deferred Revenue (майбутні доходи).

Bookings - це оцінка вартості контракту між компанією і клієнтом. Ця метрика відбиває зобов'язання клієнта заплатити компанії зазначені в договорі гроші. Так як основою експлуатації та впровадження на виробництво методу є контракт дана метрика, грає основну роль в обрахунках доходності проекту, сумарна вартість контракту на один заклад.

Про прибуток (Revenue) можна говорити тоді, коли послуга вже надана або буде надаватися регулярно протягом зазначеного в договорі терміну підписки. Є

вихідним фактором першої метрики, рахується по закінченню контракту, тобто при вдалому завершенні.

TCV – вихідна вартість контракту, рахується у випадку, якщо у контракті описані пункти підтримки, доповнення або перерахування вартості чогось, наприклад оплата подальшої підтримки виробництва. TCV може з часом збільшуватися або зменшуватися. Переконайтеся, що TCV враховує також одноразові витрати, оплату спеціальних послуг і повторювані платежі.

LTV - Довічна цінність - це поточна оцінка майбутньої чистого прибутку від клієнта протягом усього періоду його відносин з компанією. Вона допомагає визначити довгострокову цінність клієнта, а також чистий прибуток в розрахунку на одного клієнта з урахуванням витрат на його залучення (CAC). Місячна маржа від кожного клієнта = дохід від клієнта мінус змінні витрати, пов'язані з клієнтом. Змінні витрати включають в себе всі адміністративні та операційні витрати, пов'язані з обслуговуванням клієнта.

UDR - це ті гроші, які ви збираєте при замовленні продукту (послуги), тобто до його отримання (реалізації). Компанії визнають лише виручку протягом строку надання послуг - навіть якщо клієнт оплачує більшу частину послуги до здійснення транзакції. Тому в більшості випадків ці гроші враховуються в балансі в рядку так званого відкладеного доходу.

#### **4.8 Таблиця з витратами / доходами**

Табл. 4.3. описує стадії розвитку проекту, розділи витрат та сумарний дохід. Слід врахувати, що перший та другий етапи є разовими і є передпроектними, третій етап розраховується помісячно, після закінчення перших двох етапів.

Таблиця 4.3.

Етап проекту	Статті витрат	Шляхи доходу	Витрати	Дохід	Сума
Етап розробки	Розробка, оплата сервісів, патентування, маркетинг		1.000 у.о	0	-1.000у.о
Етап впровадження	Маркетинг, підтримка, реалізація, впровадження	Впровадження у тестовому режимі на виробництво	2.000 у.о	1.000 у.о	-1.000 у.о
Етап експлуатації	Підтримка, обслуговування, розвиток проекту, оплата персоналу	Замовлення, оплата послуг, підписка, оплата тестових режимів,	2.000 у.о	5.000 у.о	+3.000 у.о

#### 4.10 Бізнес – модель

На рис. 4.2 зображена загальна схема бізнес моделі.

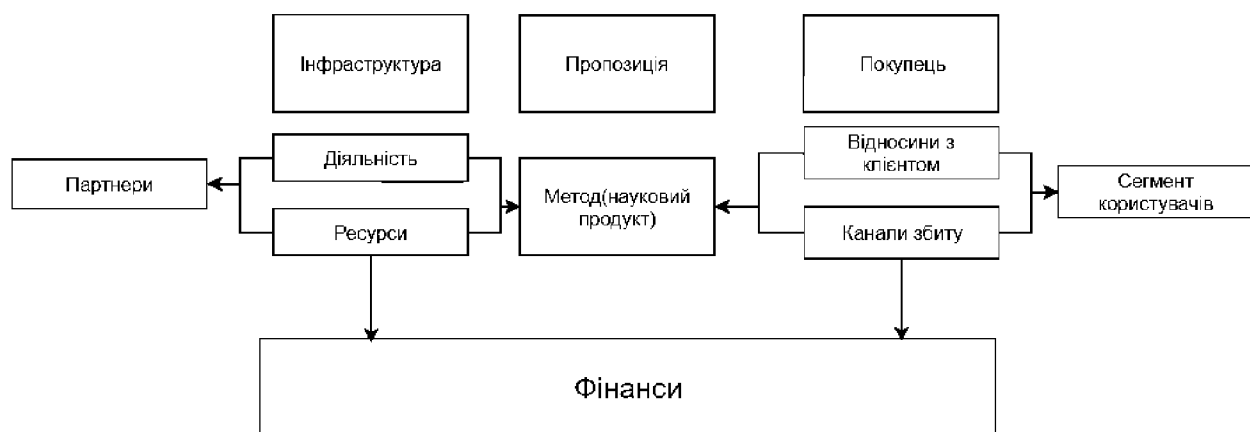


Рис. 4.2 Загальна бізнес модель.

## ВИСНОВКИ

В даній дипломній роботі було проведено огляд сучасних акумуляторних батарей, а саме суперконденсаторів, їх характеристики, принцип роботи хімічних процесів в них, переваги та недоліки, правила експлуатації. Було проведено аналіз порівняння суперконденсаторів з літійовими джерелами енергії, проведені аналізи специфіки заряджання даних елементів на основі бакалаврського дипломного проекту. Було проведено аналіз існуючих рішень зарядних пристроїв для акумуляторних батарей таких як схеми заряджання змінним та постійним струмом, їх принципові схеми наступним чином описані та наведені в роботі, також наведені діаграми струму заряджання АКБ. Запропоновано використання спеціальної схеми, яка реалізує асиметричне заряджання комбінованої батареї, яка складається з суперконденсаторів та літійового акб для забезпечення відновлюваних процесів в структурі кристалів літію, збільшенню кількості зарядів-розрядів, збільшення часу життя з плином часу, усунення ефекту окиснення електродів суперконденсатор, зменшенню нагріву елементів при їх заряді. Схема була реалізована для 2-х режимів заряджання: режим тренування (заряджання асиметричним струмом з негативною складовою), режим заряджання постійним струмом. Для реалізації поставленої задачі було запропоновано використання в схемі мікроконтролера stm32 з подальшим обґрунтуванням рішення. Була розроблена схема-алгоритм, яка є основою для побудови прошивки мікроконтролера, реалізованої в середовищі KEIL Vision.

Результатом виконаного дипломного проекту є сконструйований зарядний пристрій, який при заряджанні в спеціальному режимі літій-іонної/літій-полімерної акумуляторної батареї та суперконденсатора впливає на відновлення процесів в електроліті, що спонукає працювати АКБ з більшим циклом зарядів-розрядів та більш довгою службою.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Основи будови та експлуатації акумуляторних батарей : навч. посіб. / М. Б. Шелест, П. І. Гайда ; М-во освіти і науки України, Сум. держ. ун-т. – Суми : Сум. держ. ун-т, 2014. – 210 с. : іл. – Бібліогр.: с. 183 (5 назв);
2. Літій-іонний акумулятор [Електронний ресурс]: Режим доступу: <https://uk.wikipedia.org/wiki/%> ;
3. «Восстановление кислотных аккумуляторов переменным током» [Електронний ресурс]: Режим доступу: [http://www.radioradar.net/radiofan/motorcar\\_enthusiast/acc\\_reanimation.html](http://www.radioradar.net/radiofan/motorcar_enthusiast/acc_reanimation.html) ;
4. «Зарядка АКБ асимметричным током» [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://monitor.net.ru/forum/-info-448850.html>;
5. «Восстановление пассивированных аккумуляторных батарей» [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://www.cqham.ru/pow37.htm>;
6. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.: ил. ;
7. Даташит транзистора 2SB1203 [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet> – даташит транзистора 2SB1203;
8. «Единая система программной документации схемы алгоритмов, программ, данных и систем условные обозначения и правила выполнения» [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://cert.obninsk.ru/gost/282/282.html>;
9. Импульсный трансформатор [Електронний ресурс]: Режим доступу <https://www.asutpp.ru/impulsnyj-transformator.html>
10. [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://elektronchic.ru/elektrotehnika/raschet-impulsnyx-transformatorov.html>
11. «Схеми включення польових транзисторів» [Електронний ресурс]: Режим доступу : <http://elektrik.info/main/praktika> ;
12. И.А. Кудрявцев, В.Д. Фалкин «Электронные ключи» 2002 рік
13. «AVR- использование ШИМ» [Електронний ресурс]: Режим доступу : <http://easyelectronics.ru/avr-uchebnyj-kurs-ispolzovanie-shim.html>;



14. Y. P. Goncharov, O. V. Budonny, V. G. Morozov, M. V. Panasenko, V. Y. Romashko, V. S. Rudenko, Peretovyyuvalna technicala. Navchalnyi posibnyk. Chstyna 2 [Power conversion equipment. Text book. Part 2]., Kharkiv: Folio, 2000. ISBN 966- 03-0697-0;
15. V. S. Moin, Stabilizirovannyye tranzistornyye preobrazovateli [Stabilized transistor converters], Energoatomizdat, 1986, p.;
16. R. Severns, G. Bloom,, «Impul'snyye preobrazovateli postoyannogo napryazheniya dlya sistem vtorichnogo elektropitaniya [Switching Converters DC to secondary power systems].», Moskva, 1988. ISBN 5-283-02435-0;
17. Osnovy budovy ta ekspluatatsiyi superkondensatoriv : Navchalnyi posibnyk. M. B. Shelest, P. I. Gayda; Ministry of Education and Science of Ukraine, Sumy. state un - Sumy: Sum. state Unt., 2014. - 210 s. : Il. - The bibliographer: p. 183 (5 titles);
18. Luo-Qi Soh, Chee-Chiang Derrick Tiew, «Building of a portable solar ac & dc power supply,» в Intelligent Systems, Modelling and Simulation, 204. DOI: 10.1109/ISMS.2014.82;
19. Datasheet STM32F0 [Электронный ресурс]: Режим доступа : <http://www.ruselectronic.com.>;
20. А. В. Хныков. Теория и расчет трансформаторов источников вторичного электропитания. - Москва: СОЛОН-Пресс, 2004;
22. Хомерики О. К. Полупроводниковые преобразователи магнитного поля. М.: Энергоатомиздат, 1986.
23. Атабеков Г. И. Линейные электрические цепи. 5-е изд., испр. М.: Энергия, 1978.
24. Векслер Г. С, Тетельбаум Я. И. Электропитание радиоустройств. Киев: Техніка, 1966.
25. Работа с АЦП [Электронный ресурс]: Режим доступа : <https://avrlab.com/working-with-ADC-stm32->
26. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. /Под ред. Г. С. Найвельта. М.: Радио и связь, 1986.;

27. Костиков В. Г., Парфенов Е. М., Шахнов В. А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование. 2-е изд. М.: Горячая линия — Телеком, 2001.;
28. Расчет транзисторного каскада [Электронный ресурс]: Режим доступа : <https://meanders.ru/tranzistors.shtml> ;
29. Иванов В. С, Панфилов Д. И. Компоненты силовой электроники фирмы Motorola. М.: Додэка, 1998.;
30. Устройство батарей аккумуляторов [Электронный ресурс]: Режим доступа : [http://kakvybrat.info/zaryadnoe\\_ustroistvo\\_batarei\\_akkumulyatorov/](http://kakvybrat.info/zaryadnoe_ustroistvo_batarei_akkumulyatorov/) ;
31. Сердечники кольцевые: Справочный каталог. СПб.: Северо-западная лаборатория, 2001.;
32. Работа с АЦП микроконтроллера stm32 [Электронный ресурс]: Режим доступа : <https://avrlab.com/working-with-ADC-stm32->;
33. Хныков А. В. Теория и расчет многообмоточных трансформаторов. М.: Солон-Р, 2002;
34. Как устроен блок питания [Электронный ресурс]: <https://www.kirich.blog/stati/informaciya-dlya-nachinayuschih/340-kak-ustroen-blok-pitaniya-chast-4.html>;
35. DC-DC преобразователи [Электронный ресурс]: <http://elektrik.info/main/praktika/1112-dcdc-preobrazovateli.html>;
36. Дмитрий Макашов «Обратноходовой преобразователь», 2005;
37. Импульсный трансформатор [Электронный ресурс]: <https://ru.wikipedia.org/wiki/>;

38. Обратногоходовой изолированный понижающий Fly-Buck-преобразователь: проектирование и расчет [Электронный ресурс]: <https://www.compel.ru/lib/ne/2016/5/5-obratnohodovoy-izolirovannyiy-ponizhayushhiy-fly-buck-preobrazovatel-proektirovanie-i-raschet>;

39. Повышение эффективности обратноходовых преобразователей [Электронный ресурс]: <https://www.compel.ru/lib/ne/2008/7/9-povyishenie-effektivnosti-obratnohodovyih-preobrazovateley>;

40. Расчет обратноходового преобразователя flyback. Исходные данные. Диапазон входных напряжений АС [Электронный ресурс]: <https://docplayer.ru/55375493-Raschet-obratnohodovogo-preobrazovatelya-flyback-ishodnye-dannye-diapazon-vhodnyh-napryazheniy-ac.html>;

41. Рассчет выпрямителя [Электронный ресурс]: <https://www.qrz.ru/schemes/contribute/digest/bp07.shtml>;

42. Рассчет LC-фильтров [Электронный ресурс]: <http://www.diagram.com.ua/list/beginner/beginner231.shtml>;

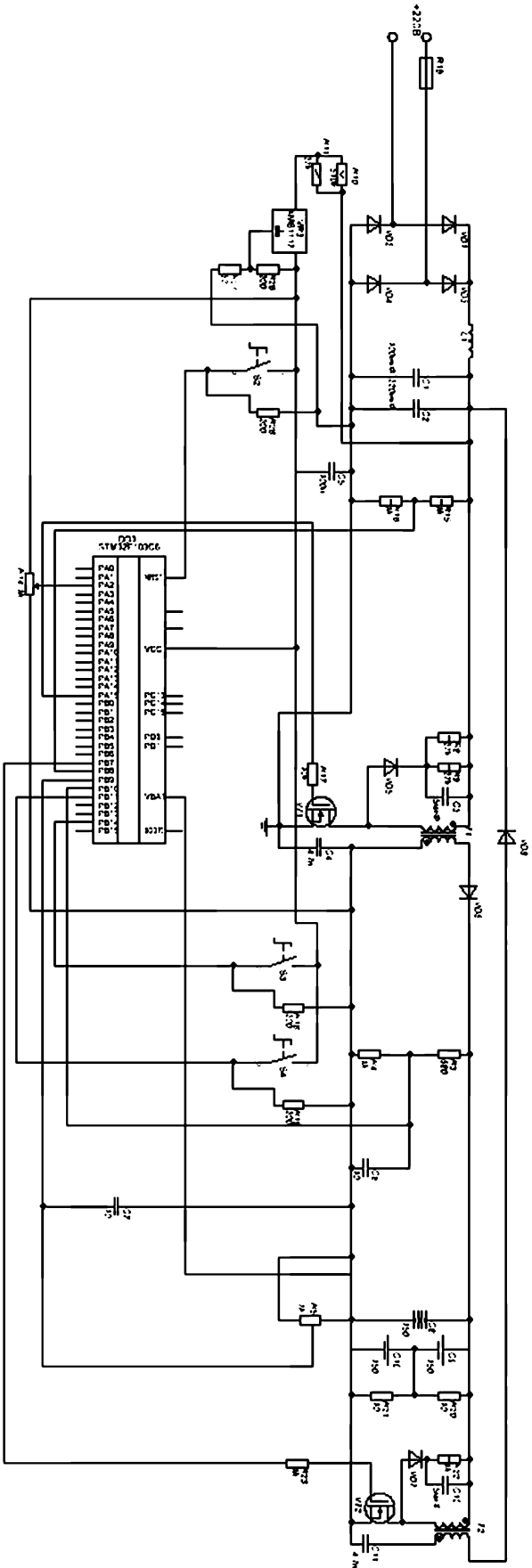
43. Волківський Вадим Борисович «Напівпровідникові перетворювачі з підвищеною ефективністю заряду акумуляторів імпульсними асиметричними струмами» 2007р.;

44. Делитель напряжения на резисторах. Формула расчета [Электронный ресурс] <http://www.joyta.ru/7328-delitel-napryazheniya-na-rezistorax-raschet-onlajn/>;

45. Расчет мощности резистора [Электронный ресурс]: <http://www.texnic.ru/books/electrotex/el028.htm>;

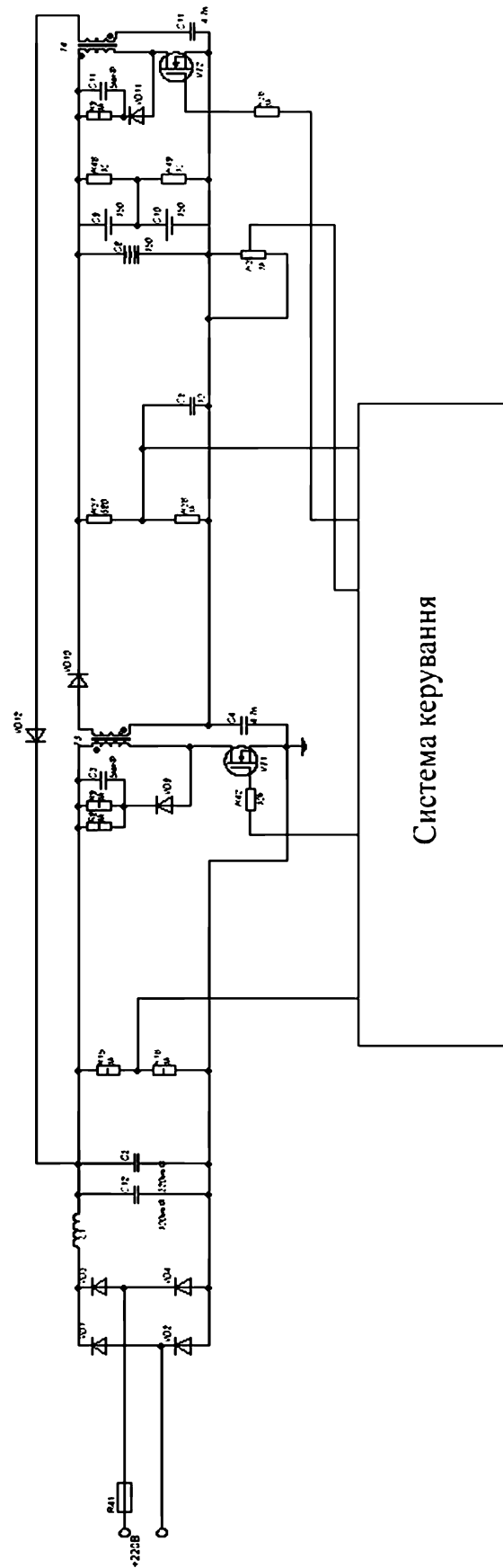
46. Расчёт сетевого выпрямителя [Электронный ресурс]: [https://studbooks.net/2334047/tehnika/raschyot\\_setevogo\\_vypryamitelya](https://studbooks.net/2334047/tehnika/raschyot_setevogo_vypryamitelya);

## ПРИНЦИПОВА СХЕМА ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ



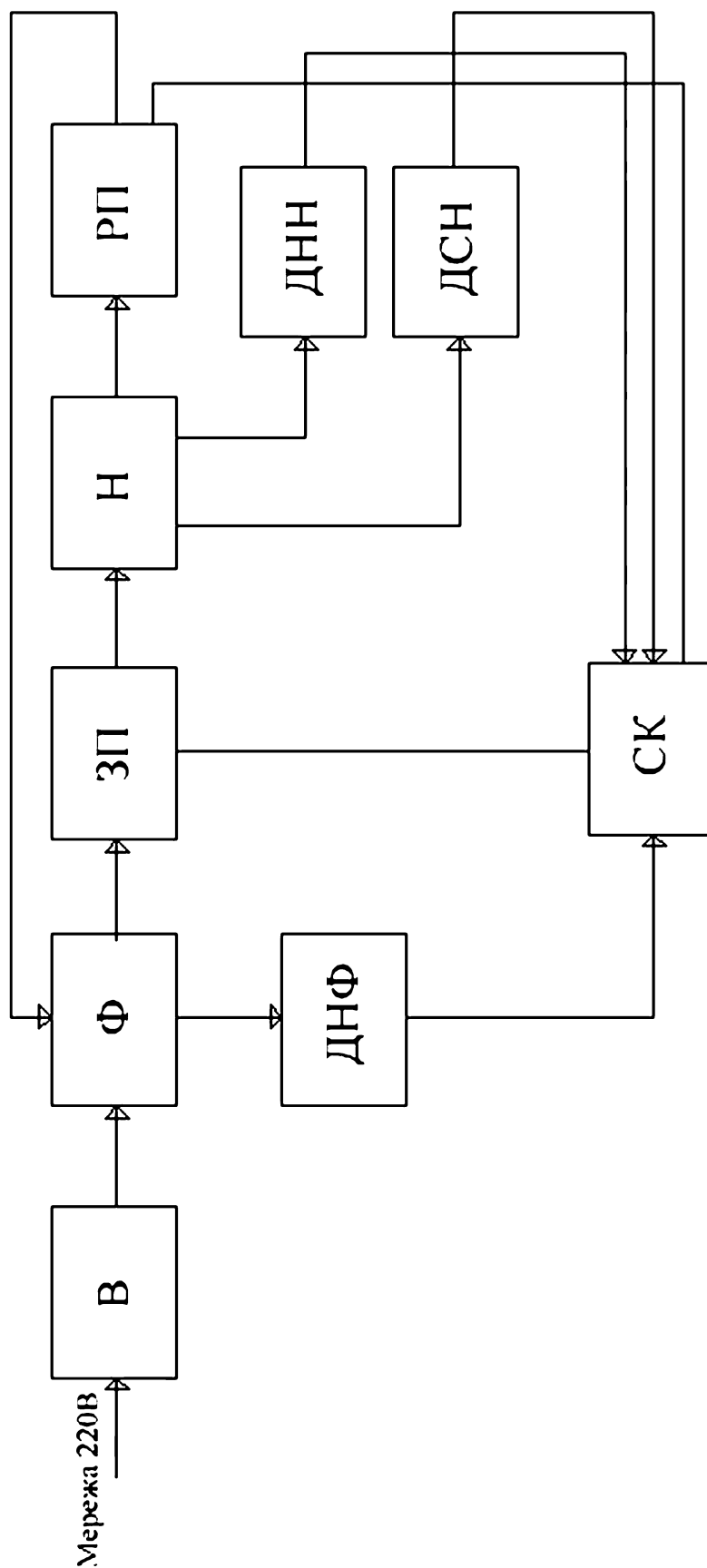
ДОДАТОК Б

ФУНКЦІОНАЛЬНА СХЕМА ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ



# ДОДАТОК В

## СТРУКТУРНА СХЕМА ЗАРЯДНОГО ПРИБОРОУ



ДОДАТОК Г  
ЛІСТИНГ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

ШИМ ключового транзистора

```
/* Main.c file generated by New Project wizard
```

```
*
```

```
* Processor: STM32F03C6
```

```
* Compiler: GCC for ARM
```

```
*/
```

```
// помилка 5.4 В
```

```
//перехідний процес 4мс
```

```
#include <stm32f1xx.h>
```

```
#define FAPB1 8000000
```

```
#include "main_ini.h"
```

```
void delay (int t);
```

```
void PWM(int T,int gama);
```

```
void TIM_PWM_ini (void);
```

```
void ADC_ini (void);
```

```
void GPIO_ini(void);
```

```
void TIM_ini(void);
```

```
int z,err,er,dif1,dif0,dif2=1;
```

```
int a= 2063; //2478
```

```
float k=1.8; //3.5
```

```
float q0,q1,q3,q2=1;
```

```
int u1;
```

```
float T0=12;
```

```
float Ti=99;
```

```
/*
```

```
int k_p = 10298;
```

```
int a = 1030; //1030
```

```
int z1,z0=0;
```

```
int u1;
```

```
char i = 0;
```

```
float q2; //k=0.01;
```

```
/* float T0=71.4/1000;
```

```
float Ti=1;*/
```

```
/* float Td=0.1;
```

```
float q0,q1,k=0.6;
```

```
float T0=71.4/1000;
```

```
float Ti=0.1;
```

```
*/
```

```
int j=0;
```



```

int main (void)

{
ADC_ini ();

//GPIO_ini();

TIM_ini();

TIM_PWM_ini ();

//PWM(int T,int gama)

PWM (200,100-88);//64

while (1)

{

/* for (j=0;j<100;j++)

{

PWM (50,j);

delay (1000);

}

// k=k+1;

}

return 0;

}

// 5.4 B -- 4028 ADC

// Kp = 206.56

// a= 2478

// hama 50%

void TIM3_IRQHandler(void)

```

```

{
ADC1->CR2 |= ADC_CR2_SWSTART;

    while(ADC1->SR&ADC_SR_EOC == 0)

        ; //очікування закінчення перетворення

    z=ADC1->DR;

    dif0=(a-z)/38.71; // e(k)

//dif1 = dif0*k/38.71; //40.9 /38.71

//err=dif1;

q0=k*(1+T0/(Ti));

q1=k*(1-T0/(Ti));

err = (u1 +q0*dif0-q1*dif1);

dif1=dif0;

if(err>88)

{err = 88;}

if(err<12)

{err=12;}

u1=err;

//err=100-56;

er=100-err;

PWM (200,er);

////q0=k*(1+ Td/T0);

//q1=k*(1-T0/Ti + 2*Td/T0);

//q2=k*Td/T0;

//    err = u1 +q0*dif0-q1*dif1+q2*dif2;

```

```
/*  
  
dif2=dif1; //e(k-2)  
  
dif1=dif0; //e(k-1)  
  
u1=err;  
  
err=255- err/16;  
  
if(err>255)  
{ err = 255;}  
  
if(err<0)  
{ err=0;}  
  
}
```

## ABSTRACT

**Actuality of the theme.** In today's world, the current problem remains the autonomous power dissipation and energy efficiency of various power systems. The introduction of super-capacitors recently with the battery as power supplies for electrical equipment and machines is increasingly spreading over its advantages over simple lithium batteries such as: high starting currents, relatively small power losses in standby mode, the absence of an aging effect on a super-capacitor, reduction of full capacity is not monitored even after 100 000 cycles of charge-discharge, the possibility of charging and discharging super-capacitors with large values of currents. Such characteristics of these energy storage sources allow the use of power supply systems that require autonomy for some time (such as electric buses, trolley buses, remote sensors for readily accessible data, etc.). This marked the need for the development of high-performance voltage converters to convert the alternating voltage source received from a standardized constant voltage with the property of increasing the lifespan of charge carriers. The combination of a super-capacitor as a source for instantaneous power and lithium battery life as a long-term power source combines all the benefits of modern power supplies.

**Communication of work with scientific programs, plans, themes.** The thesis was prepared in accordance with the research plan of the department of industrial electronics of the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute.

**The purpose and tasks of the research.** The purpose of the research is to improve the operating conditions of the sources of electronics in the composition of super-capacitor and lithium actu, increasing their service life. The task is given to study the review of existing solutions to these problems, the development and further construction of a schematic diagram of a charger with a cascade, which will be responsible for reversing the negative component of the load voltage in the mode of battery training.

***The object of the study*** is the transformation of the voltage of the network of alternative sources into a constant voltage for loading in order to charge the supercapacitor as a source of energy storage with an additional charging mode with alternating asymmetric current.

***The subject of the study*** is a power supply unit up to 100 W for a super-capacitor along with a lithium battery, which will help increase the range of charge / discharge cycles, that is, improving the operating conditions of the latter.

**Methods of research:** Analytical - calculation of components of the principle scheme. Practical - preliminary creation and development of a working model of a charger for a super-capacitor with high load current. Programming the STM32 microcontroller in the Keil Vision environment.

**Scientific novelty of obtained results.** An improved charger based on a back-turn converter for a combined power source based on a super-capacitor and a lithium actue with a separate cascade was designed to form a negative voltage component on the load, which made it possible to increase the lifecycle of energy sources compared to conventional chargers.

**Publications.** Aarticle "Development of a charger for lithium-ion and lithium-polymeric accumulators with reverse charge mode". International scientific magazine "Internet Science". 2018;

Article "Charger for a super-capacitor" in the journal "Scientists of the Taurian National University. Vernatsky ".

**Structure and volume of the dissertation.** The master's thesis was completed on 95 sheets and a list of references to used sources from 37 titles. There are 15 drawings and 5 tables in the work.